radio fernsehen elektronik

7

1980

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033-7900
JULIHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Übertragungen von der Olympiade 1980
Stand & Tendenzen: Elektrolytkondensatoren
Schirmung von Antennenanlagen

Meßwesen Prüftechnik Qualitätssicherung

Begriffe und Definitionen

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Dietrich Hofmann, Dipl.-Ing. Regina Meinhard und Doz. Dr.-Ing. Horst Reineck. Herausgegeben vom Werbezentrum des VEB Kombinat Meß- und Regelungstechnik. Etwa 320 Seiten, 60 Bilder, Kunstleder, 30,– M. Bestell-Nr. 552 738 3.

Die rasche nationale und internationale Entwicklung der Meßtechnik und Qualitätssicherung hat die Überarbeitung, Ergänzung und Neuschaffung zahlreicher Standards aus unterschiedlichen Fachgebieten zur Folge. Dabei sind unterschiedliche Begriffs- und Definitionsbildungen zu gleichartigen Sachverhalten nicht selten. Darüber hinaus wird die Anwendung einheitlicher Begriffe dadurch erschwert, daß standardisierte und nichtstandardisierte, z. Z. gültige und überholte sowie allgemeinverständliche und betriebsinterne Begriffe und Definitionen nebeneinander verwendet werden. Die Fachsprache der Meßtechnik und Qualitätssicherung ist so begriffsreich, daß bereits heute einer unmißverständlichen nationalen und internationalen Verständigung Grenzen gesetzt sind.

Die Überschaubarkeit der Begriffe und Definitionen zur Meßtechnik und Qualitätssicherung soll durch die Zusammenstellung in diesem Definitionslexikon erleichtert werden. Enthalten sind etwa 3 000 Begriffe mit den dazugehörigen Definitionen, wovon über die Hälfte standardisiert sind. Bei der Erarbeitung des Definitionslexikons wurden mehr als 200 Gesetze, Verordnungen, staatliche Vorschriften, staatliche Standards, Fachbereichsstandards, RGW-Standards, RGW-Standardisierungsempfehlungen, staatliche Standards der UdSSR (GOST), betriebliche Standards, Vorschriften und Richtlinien sowie aktuelle Veröffentlichungen berücksichtigt. Das Definitionslexikon enthält Begriffe und Definitionen zu den Themenkomplexen Metrologie, Meßtheorie, Meßtechnik, betriebliches und staatliches Meßwesen, betriebliche und staatliche Qualitätssicherung, Prüftechnologie, statistische Qualitätskontrolle und technische Zuverlässigkeit.

Auslieferung durch den Buchhandel

Erscheint in diesen Tagen.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild

In diesem Heft

Über die Intersputnik-Station Fürstenwalde werden die Programme von den Olympischen Spielen in Moskau übertragen.

Lesen Sie unseren Beitrag auf S. 415

Foto: ZB-Busch

Übertragungen von der Olympiade 1980	415
Notwendigkeit der Schirmung von Antennenanlagen zur Verbesserung der Störfestigkeit	418
Gleichlauffehlerprüfgerät für den Service	421
Reiseempfänger R 230-00 und R 230-10 Steratrans	423
Wir lernten kennen: Stereo-Compakt SC 1100	426
5-W-NF-Leistungsverstärker A 210	427
Thermisches Verhalten von Bipolartransistoren in Referenzspannungsquellen	432
MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK 7	435
FÜR DEN SERVICE	439
HALBLEITERINFORMATIONEN 167, 168	
D 410 D Bezeichnungskode für sowjetische IS	443
Stand & Tendenzen Bauformen und Funktion von Elektrolytkondensatoren	447
Periodische Schwingungspaketsteuerung mit Triacs	453
Elektrische Probleme beim Einsatz von Zweiebenenleiterplatten	456
Schnelle Triggerschaltung nach dem Stromschalterprinzip	461
Spannungsgesteuerter Stromgenerator für elektrodynamische Schwingungserreger	462
Tastatur mit Standardanschluß SIF 1000 und Hardware-Kodierung	464

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Mikrorechnereinsatz im Stahlwerk
- Neue RGW-Standards für akustische Meßgeräte
- Multimikrorechnerkopplung über Ein- und Ausgabeports
- Steuergerät zur Laser-Satellitenentfernungsmessung
- Diagnosegüte – Qualitätskriterium bei der Fehlerlokalisation
- Ein Jahr in der Antarktis
- Bandzugmeßkassette

СОДЕРЖАНИЕ

Передачи «Олимпиады 80» 415

Необходимость экранирования антенных устройств для повышения помехоустойчивости 418

Прибор для измерения неравномерности хода 421

Портативный супергетеродинный приёмник Steratrans R 230-00 и R 230-10 423

Познакомтесь: Stereo-Compakt SC 1100 426

НЧ-усилитель мощности А 210 в 5 вт 427

Термические свойства биполярных транзисторов в источниках опорного напряжения 432

Современная техника питания 7 435

Для сервиса 439

Информации о полупроводниках 167, 168
D 410 D
Обозначение советских ИС 443

Электролитические конденсаторы 447

Периодическое управление пакетами колебаний с помощью Triacs 453

Электрические проблемы применения двухплоскостных печатных схем 456

Быстрый триггер по схеме ключа тока 461

Управляемый напряжением генератор тока для электродинамических вибраторов 462

Тастатура со стандартным соединителем SIF 1000 и со схемным кодированием 464

OBSAH

Přenos z olympijských her 1980 415

Nutnost stínění anténních zařízení pro zlepšení odolnosti proti rušení 418

Zkoušeč chyby souběhu 421

Přenosný rozhlasový přijímač Steratrans R 230-00 a R 230-10 423

Zkušenosti s kombinací Stereo-Compakt SC 1100 426

Pětiwattový nízkofrekvenční výkonový zesilovač A 210 427

Tepelné chování bipolárních tranzistorů v zdrojích referenčního napětí 432

Moderní napájecí zdroje 7 435

Pro servis 439

Informace o polovodičových součástkách 167, 168
Integrovaný obvod D 410 D
Značení sovětských integrovaných obvodů 443

Současný stav a směry vývoje
Elektrolytické kondenzátory 447

Periodické řízení skupin kmitů pomocí triaků 453

Elektrické problémy při použití dvoustranných desek s plošnými spoji 456

Rychlý spoušťový obvod pracující na základě spínání proudu 461

Napětím řízený generátor proudu pro elektrodynamické budiče kmitů 462

Klávesnice se standardním přípojem SIF 1000 a kódováním 464

IN THIS ISSUE

Transmissions from the Olympiad 1980 415

Necessity of the shielding of aerial symstems for the improvement of the insensitivity to interference 418

Synchronisation fault tester 421

Portable superhet Steratrans R 230-00 and R 230-10 423

Test report of Stereo-Compakt SC 1100 426

5-W lf. power amplifier A 210 427

Thermal behaviour of bipolar transistors in reference voltage sources 432

Modern power supply technique 7 435

Service information 439

Semiconductor information 167, 168
D 410 B
Designation code for Soviet IC's 443

State & tendencies
Electrolytic capacitors 447

Periodical vibration packet control with triacs 453

Electric problems in the application of two-level circuit boards 456

Fast trigger circuit according to the current switching principle 461

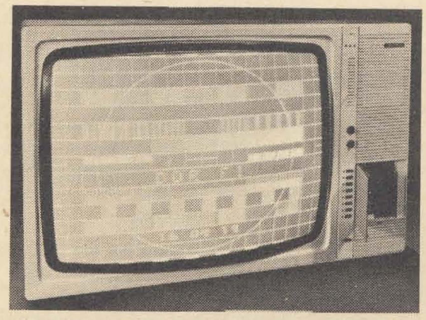
Voltage-controlled current generator for electrodynamic vibration generator 462

Keyboard with standard connection SIF 1000 and hardware coding 464

Neu im Handel

Farbfernsehgerät Colortron 3000/3001

Dieses Gerät ist der erste Typ einer neuen Gerätekonzeption des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt mit 110°-Präzisions-In-line-Farbbildröhre. Bei diesem selbstkonvergierenden System entfällt eine nachträgliche Einstellung der Konvergenz, gleichzeitig zeichnet sich diese Bildröhre durch ausgezeichnete Farbbrillanz bei hoher Lebensdauererwartung aus.
Der Gehäusegestaltung mit Vollplastfrontrahmen und weitgehend verdeckten Bedienelementen kommt die geringe Tiefe von etwa 41 cm sehr entgegen.
Besonderheiten dieser Gerätekonzeption sind der Einsatz eines Schaltnetzteils, AFC und Ton abschaltbar, frontseitige Anschlußbuchse für Kopfhörer und MTG (Aufnahme), Achtfachprogrammspeicher mit Kurzhubtasten und zugeordneter LED-Anzeige.



Beim Typ Colortron 3000 handelt es sich um die SECAM/PAL- und beim Typ Colortron 3001 um die SECAM-Ausführung.

Technische Daten

Netzanschluß	220 V Wechselspannung +10 %/−20 %
Leistungsaufnahme	≈ 100 W
Farbbildröhre	67 cm, 110° (In-line-Technik)
Empfangsbreite	VHF I und III, UHF IV
Halbleiterbestückung	
Colortron 3001	9 IS, 52 Transistoren, 83 Dioden und Gleichrichter
Colortron 3000	11 IS, 61 Transistoren, 86 Dioden und Gleichrichter
Hochspannungserzeugung	Si-Kaskade
Automatiken	Zeilenfang, Bildgrößenstabilisierung, Verstärkungsregelung (AGC), Frequenznachstimmung (AFC), Strahlstrombegrenzung, Entmagnetisierung, Systemumschaltung bei 3000
Abmessungen in mm	800 × 540 × 410

Radiorecorder anett IS 2

Bei diesem Gerät vom VEB Antennenwerke Bad Blankenburg handelt es sich um eine verbesserte Ausführung der Vorgängertypen. Im Aufnahme-Wiedergabeverstärker wurde die bisherige diskrete Schaltung durch eine IS ersetzt. Der Rundfunkteil mit den Wellenbereichen UKW, KW und MW und der Ausgangsleistung von etwa 1 W bei k ≦ 10 % wurde nicht verändert.
Halbleiterbestückung Rundfunkteil: 1 IS, 8 Transistoren, 9 Dioden.
Der Kassettenteil für Betrieb mit Kompaktkassette, Bandgeschwindigkeit 4,76 cm/s, hat einen Frequenzumfang von 100 Hz...10 kHz, der Regelbereich der Aussteuerungsautomatik beträgt 20 dB. Halbleiterbestückung Kassettenteil: 1 IS, 4 Transistoren, 2 Dioden.
Die Stromversorgung kann wahlweise am 220-V-Lichtnetz oder mit fünf Monozellen R 20 erfolgen. Als Bedienelemente sind Schiebesteller eingesetzt.
Masse etwa 3 kg ohne Batterien.

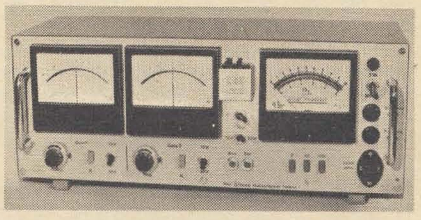
EG 01 mit höherer Auflösung

Das elektronische Galvanometer EG 01 (Hersteller: VEB Meßtechnik Mellenbach) wurde in rfe Heft 11 (1979) ausführlich vorgestellt. Der empfindlichste Spannungsmeßbereich hat die Endwerte ± 5 μV. In diesem Meßbereich sind Spannungen ≦ 100 nV auflösbar. Diese Spannung entspricht einem Skalenteil des Einbaumeßwerkes. Die Nullpunktdrift mit ≦ 20 nV/h und die Rauschspannung mit ≦ 20 nV liegen weit darunter. Damit kann die Empfindlichkeit des elektronischen Galvanometers nicht voll ausgenutzt werden. Die Ausgangsdaten des EG 01 erlauben aber nicht nur den Anschluß eines Schreibers, sondern auch eines einfachen Drehspulmeßwerkes (z. B. 25 μA – 0 – 25 μA oder 100 μA – 0 – 100 μA) an den Ausgang. Durch geeignete Wahl des Vorwiderstandes kann die Empfindlichkeit des äußeren Drehspulmeßwerkes so erhöht werden, daß der Skalenendwert z. B. bei ± 0,5 μV am Eingang des EG 01 erreicht wird.
Durch diese Maßnahme können vom Anwender die Leistungsgrenzen des elektronischen Galvanometers ausgeschöpft werden. Mit einer Auflösung von Spannungen ≦ 20 nV ist das elektronische Galvanometer auf Grund seiner geringeren Empfindlichkeit gegenüber mechanischen Störungen sowie seiner einfacheren Handhabung einem entsprechenden Fotogalvanometerverstärker, z. B. Typ R 325 (UdSSR), überlegen. Dadurch eröffnen sich Möglichkeiten, das EG 01 auch als Nullindikator in hochwertigen Gleichspannungsmeßbrücken, Kompensatoren sowie in Meßeinrichtungen zur Bestimmung der EMK von Normalelementen einzusetzen.

Dipl.-Phys. H.-G. Behnke

Ein einfacher MOS-Tester

Das im Rahmen einer Neuererarbeit im VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik entstandene Prüfgerät ermöglicht die statische Prüfung von Feldeffekttransistoren der Typen SM 103, SM 104, SMY 50, SMY 51, SMY 52, KF 303, КП 305 und КП 350, wofür ein spezieller steckbarer Adapter mit sechs Fassungen entwickelt wurde. Die Prüfung äquivalenter Typen ist möglich, wenn sie der Anschlußbelegung der vorhandenen Fassungen entsprechen. Der zukünftigen Entwicklung wurde Rechnung getragen, indem der steckbare Adapter für neue Typen nachrüstbar ist. Außer der Funktionsprüfung ist die Aufnahme der statischen Kennlinie von FETs möglich. Die Drainspannung ist von 10 V auf 20 V und in ihrer Polarität umschaltbar. Die beiden Gatespannungen sind voneinander getrennt stufenlos regelbar. Mit einem Wendeldrahtpotentiometer läßt sich die Spannung von −20 V...0...+20 V einstellen. Die Kontrolle erfolgt über zwei Einbauinstrumente. Die Drainstrombereiche sind 5 mA, 50 mA, 100 mA. Für die genaue Ermittlung der Abschnürspannung von FETs empfiehlt es sich, den Strombereich auf 1 mA zu erweitern.



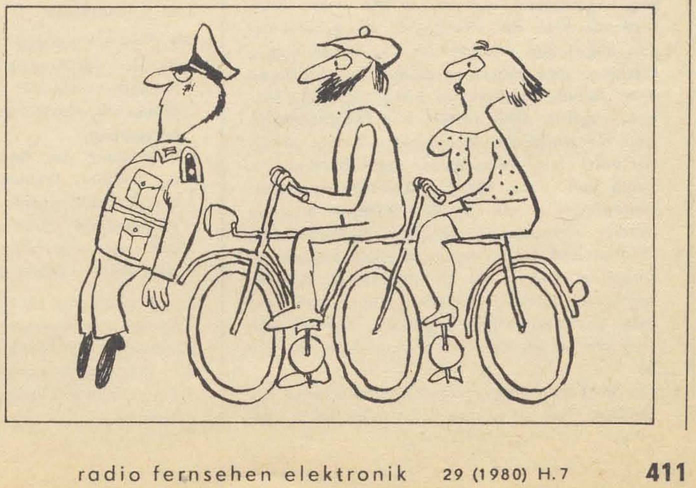
Einfacher MOS-Tester
Werkfoto

Das Gerät enthält eine Abschaltautomatik, die die Drainspannung bei Auftreten eines Kurzschlusses automatisch abschaltet. Der Aufwand des Gerätes ist relativ gering, ein Nachbau ohne Spezialwerkzeuge möglich. Interessenten für eine Nachnutzung wenden sich bitte an den VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik, Leitstelle für wissenschaftlich-technische Information, 806 Dresden, Postschließfach 969. Bearb.: H.-O. Naumann (Tel. 57 80 32).

Neuigkeiten

Konsumgüterelektronik und Nachrichtentechnik

Die Forschungs- und Entwicklungsarbeiten des letzten Jahrzehnts haben besonders durch ihre Ergebnisse in der Technologie zu wesentlichen Fortschritten auf allen Teilgebieten der Elektronik geführt. Das wird gerade bei Konsumgütern und in der Nachrichtenelektronik sichtbar, auch wenn noch nicht alle Neuentwicklungen in Serie produziert werden.
Japan zeigte seine ersten Farbfernsehempfänger mit Einkatodenstrahlröhre. Da ihr Leistungsbedarf wesentlich unter dem der jetzigen Dreikatodenstrahlröhren liegt und gleichzeitig die Schlitzmaske durch ein neues Verfahren abgelöst werden könnte, ist ein wesentlicher Schritt zum batteriegespeisten Empfänger getan. Bei dem neuen Verfahren wird – soweit bekannt ist – durch den Elektronenstrahl ultraviolettes Licht erzeugt, das durch eine Fotover-



Tandemwiderstand
Zeichnung: Schrader

vielfacherröhre gleichgerichtet und in ein elektrisches Signal umgewandelt wird, das seinerseits den Elektronenstrahl kontrolliert. Bei einem weiteren japanischen Empfänger mit 240 × 240 Bildelementen werden erstmalig Flüssigkristalle verwendet. Dabei hat jedes Bildelement seinen eigenen MOS-Feldeffekttransistor und Kondensator. Alle Treiberkreise enthalten CMOS-Elemente.

Ein Beispiel für den immer stärkeren Einsatz von Mikroprozessoren in elektronischen Konsumgütern ist ein Farbfernsehempfänger, der die verschiedenen Empfangskanäle zu bestimmten Zeiten für einen Zeitraum von einer Woche ein- und ausschaltet. (Über die Notwendigkeit für solche Verkaufsargumente soll hier nicht diskutiert werden!)

Da Fernsehsendungen noch nicht mit stereofonem Ton ausgestrahlt werden, simuliert man Stereofonie durch Trennung der Tonanteile und speist zwei getrennte Lautsprecher mit den zwei Signalen. Ferner werden verschiedene Systeme für zusätzliche alphanumerische Informationsübermittlungen erprobt. Diese z. B. „Videotext" genannten zusätzlichen Informationen werden in das laufende Fernsehbild während der Vertikalpausen senderseitig eingeblendet und durch spezielle empfangsseitige Dekoder als Vollbild dargestellt.

Kleine Heimcomputer werden in den USA von einer Vielzahl von Firmen angeboten. Damit lassen sich alle möglichen Probleme, z. B. Licht- und Heizungsregelung, Speichern und Abfragen von Kochrezepten, Bankverkehr u. a. lösen. Noch sind auch elektronische Spiele in Mode. Interessant ist der von mehreren großen US-amerikanischen Automobilwerken begonnene Einsatz von Mikroprozessoren im Kraftfahrzeug zur Kontrolle und Sicherung einer optimalen Fahrweise.

Die ersten wie Handrechner ausgeführten Sprachübersetzer enthalten bis zu 3 000 Worte und vorprogrammierte Sätze.

In der Nachrichtentechnik ist besonders der weitere Einsatz von Satelliten zu nennen. So überträgt z. B. Kanada regelmäßig die Seiten einer Wochenzeitung von Europa nach Montreal.

Der Einsatz von Glasfaser- statt Kupferleitungen geht doch nicht so schnell voran, wie noch vor nicht langer Zeit vorausgesagt wurde. Trotz fallender Preise der Glasfaserleitungen ist das im wesentlichen noch eine Kostenfrage. Verwendet werden sie allerdings, wenn unbedingt eine möglichst große Bandbreite benötigt wird oder wenn elektromagnetische Interferenzen vermieden werden müssen. Beachtlich sind die Fortschritte beim Herabsetzen der Verluste je Leitungskilometer. Während man noch vor etwa zwölf Jahren mit 20 dB/km zufrieden war, wurden im Jahre 1978 sogar nur noch 0,2 dB/km erreicht. Dieser Wert wird den Einsatz von Glasfaserleitungen sicherlich stimulieren, da die Zahl der notwendigen Zwischenverstärker beträchtlich reduziert werden kann. Diese guten Ergebnisse wurden durch das Beherrschen einer Technologie erreicht, die eine extreme Reinheit des Rohmaterials erfordert. Der Einsatz von Glasfaserleitungen setzt entsprechende Laser voraus. Eine noch im Entwicklungsstadium befindliche Planarlaserdiode wird als eine der wichtigsten Neuentwicklungen angesehen. Wegen der Planartechnologie erscheint ihre Massenproduktion entsprechend einer Standardtechnik für integrierte Schaltungen möglich. Das Testen von Glasfasersystemen für städtische Telefonnetze wurde erweitert auf Leitungsverlegungen unter Straßen hindurch und direkt bis zum Teilnehmerapparat. Neben der unmittelbaren Telefonverbindung werden versuchsweise mehrere Fernsehkanäle, FM-Rundfunk sowie andere Dienste angeboten. Dabei ist wegen der Breitbandigkeit der Systeme zu erwarten, daß künftig noch mehr und neue Dienstleistungen angeboten werden können, als es mit der Drahtverkabelung möglich ist.

Für die Entwicklung neuer Lasertypen ist es wesentlich, daß diese Laser Licht im Infrarotgebiet erzeugen können, in dem die optischen Leiter ihre geringsten Verluste haben. Lichtdetektoren mit hohem Wirkungsgrad werden es künftig auch ermöglichen können, über die Glasfaser von der Vermittlung zum Teilnehmer die notwendige Betriebsspannung zu übertragen.

Ein für uns am Rande liegendes Problem ist die Sicherung der zu übertragenden Information gegen unbefugtes Anzapfen, ein Vergehen, das infolge der steigenden Abhängigkeit der Gesellschaft von der elektronischen Kommunikation durch kriminelle Auswirkungen mit hohen Schadenssummen gekennzeichnet ist. Insbesondere ist es erforderlich, Informationen von und zu EDV-Anlagen so zu kodieren, daß praktisch keinerlei unbefugtes Anzapfen möglich ist. Entsprechende Verfahren wurden entwickelt, bei denen erst 10^{18} Versuche zum Erfolg, d. h. zur Dekodierung führen sollen. Trotzdem halten einige Experten auch das für unsicher, da der Kode durch entsprechend entwickelte und programmierte Anlagen aufgebrochen werden könnte . . .

Literatur

[1] Electronics 52 (1979) H. 22, S. 210–215

Galvanisieren mit Laserstrahl

Mit Hilfe eines Laserstrahles ist ein neuartiges Galvanisierungsverfahren möglich, bei dem man ohne Einsatz von Masken Metallstrukturen im Mikrometerbereich für moderne Mikroschaltungen herstellen kann. Beim herkömmlichen Galvanisieren werden die im Elektrolyten vorhandenen Metallionen an der Katode entladen und dort abgeschieden, während an der Anode neue Ionen in Lösung gehen. Zur Erzeugung von Strukuren wird dieser Prozeß mit der fotolithografischen Maskentechnik kombiniert. Das neue Galvanisierungsverfahren arbeitet mit einem scharf fokussierten Laserstrahl, der die Katode an einem sehr kleinen Punkt sehr stark aufheizt, worauf sich das Metall um mehrere Größenordnungen schneller abscheidet. Beim Vernickeln eines Wolframsubstrates konnte z. B. die Ablagerungsgeschwindigkeit um den Faktor 600...1 000 gesteigert werden. Dabei sind Strukturen mit Abmessungen bis herab zu 4 μm möglich. Rund um den mit dem Laserstrahl beauflagten Punkt entsteht ein sehr hoher Temperaturgradient, der für die verstärkte Metallabscheidung ausschlaggebend ist. Beim normalen Galvanisieren verarmt dagegen die unmittelbar vor der Katode liegende Elektrolytschicht sehr schnell an Metallionen, wodurch dieser Vorgang relativ langsam abläuft. Durch die gesteigerte Konvektion, die auf den Temperaturgradienten zurückgeht, wird der Elektrolyt wesentlich schneller ausgetauscht. Dieses Verfahren läßt sich auch umkehren: Bei entgegengesetztem Stromfluß wird elektrolytisch geätzt.

Fachtagung „Leistungselektronik"

Am 16. September 1980 wird in Leuna von der KDT im VEB Leuna-Werke „Walter Ulbricht" eine ganztägige Fachtagung „Leistungselektronik" durchgeführt.

Die Themenkomplexe der Tagung sind:

- Aspekte des Einsatzes der Mikroelektronik in Antriebssystemen
- Stromrichter-Netzrückwirkungen und ihre Beherrschung
- Vorstellung des Bausteinsystems Ursalog 400
- die neuesten Erkenntnisse der Zuverlässigkeit von Stromrichteranlagen
- elektronische Bauelemente in Informations- und leistungselektronischen Anlagen aus dem RGW – Stand und Perspektiven.

Die Fachtagung ist mit einer kleinen Ausstellung leistungselektronischer Geräte verbunden. Einladungsanforderungen und Anfragen nimmt die Betriebssektion der KDT im VEB Leuna-Werke „Walter Ulbricht", 422 Leuna, Tel. 47 96, entgegen.

▼ **Funktionseinheiten der Automatisierungstechnik.** Im VEB Verlag Technik Berlin erschien die 3., bearbeitete Auflage dieses Titels, der von Prof. Töpfer und Prof. Kriesel herausgegeben wird. Wie in den ersten beiden Auflagen wird wieder die Gesamtheit der gerätetechnischen Mittel behandelt, die zur Lösung von Automatisierungsaufgaben erforderlich sind. Dazu wird die verwirrende industrielle Gerätevielfalt auf typische und wiederkehrende Funktionseinheiten zurückgeführt, die streng systematisch dargestellt werden. Im einzelnen sind dies Funktionseinheiten für die Meßtechnik, die Informationsverarbeitung, die Stelltechnik sowie zur Kommunikation Mensch-Automat einschließlich der zugehörigen Hilfsenergieversorgung und Gefäßsysteme. 568 Seiten, 458 Bilder und Tafeln, 40,– Mark, Bestellnr. 552 851 1

▼ Von wachsender Bedeutung sind **Untersuchungen zum Kabelfernsehen,** da dieses ja eine Voraussetzung zum Verschwinden der Antennenwälder über den Städten ist. In der sowjetischen Zeitschrift Radiotechnika wurden über den Einsatz dabei notwendiger Breitband-Kabelverstärker folgende Ergebnisse (für VHF bis Anfang UHF-Bereich) vorgestellt: Es ist sinnvoll, in Mehrkanal-Kabelfernsehsystemen Verstärkeranlagen mit verteilten Parametern einzusetzen. Ihre höhere Zuverlässigkeit und ihr erhöhter Dynamikbereich rechtfertigen die gegenüber üblichen Verstärkern mit konzentrierten Bauelementen kompliziertere Schaltungstechnik. Als aktive Bauelemente werden bipolare Transistoren in Basisschaltung bzw. Doppelgate-MOSFETs für das VHF-Kabelfernsehen empfohlen. Am günstigsten ist es, HF-Doppelgate-MOSFETs mittlerer Leistung bei entsprechend geringerem Rauschen einzusetzen.

▼ Seit Jahren wird in verschiedenen Halbleiterlaboratorien der Welt an dem Problem gearbeitet, das herkömmliche Silizium als Träger für integrierte Schaltungen durch ein Material mit günstigeren Eigenschaften zu ersetzen. Besonderes Augenmerk richtet man dabei auf Aluminiumoxid (Al_2O_3) mit seinen hohen Isolationswerten und mit der guten Wärmeleitfähigkeit. Durch einen neuartigen Prozeß für die Herstellung von Saphirwafern konnte man die bisher relativ hohen Herstellungskosten für SOS-Schaltkreise reduzieren. Hierbei handelt es sich um das **kantendefinierte Bandzieh-Verfahren** (EFG – edge-defined film-fed growth). Bei diesem Verfahren entsteht aus der Al_2O_3-Schmelze ein dünnes, zusammenhängendes Band aus Saphir, dessen Abmessungen durch die enge und schlitzförmige Ausbildung der verwendeten Ziehform bestimmt wird. Durch Kapillarwirkung steigt das im Tiegel geschmolzene Aluminiumoxid durch die Ziehform nach oben, wo es mit einem Impfkristall in Kontakt gebracht und langsam herausgezogen wird. Auf diese Weise entsteht das kristalline Saphirband. Rüstet man den Tiegel nicht nur mit einer, sondern mit mehreren Zieheinrichtungen aus, dann lassen sich auch mehrere derartige Bänder gleichzeitig herstellen. Da das Substrat nach dem Ziehen bereits als dünnes Band vorliegt, entfällt das für die Weiterverarbeitung runder Einkristalle erforderliche Zerschneiden in einzelne dünne Wafer.

▼ **Mit einer neuen, verbesserten Elektrolytzelle** ließ sich der Wirkungsgrad bei der elektrolytischen Wasserstoffgewinnung erheblich erhöhen. Um den störenden Einfluß der in der Elektrolytzelle aufsteigenden, aus dem zerlegten Wasser stammenden Wasserstoff- und Sauerstoffblasen auf den Stromfluß in der Zelle auszuschalten, verwendet man eine dichte Schichtbauweise der Zelle aus Katode, Trennwand (Diaphragma) und Anode. Die Elektroden bestehen aus Lochblenden, an deren Rückseiten sich die Gasblasen bilden, ohne dabei in den Strompfad zu gelangen. Trennwand ist ein dünnes Nickelnetz als Träger für ein porös gesintertes Keramikmaterial. Neu sind auch Metalloxid-Katalysatoren, die aus Lanthan-Strontium-Kobaltoxid oder aus Nickel-Kobaltoxid beste-

hen. Die neue Zelle liefert bei einer Betriebstemperatur von 160...200 °C und einer Zellenspannung von 1,5...1,6 V eine Wasserstoffausbeute von 3,6 m^3/kWh. Die Zelle stellt einen weiteren Fortschritt auf der Suche nach neuen Energieträgern dar, bei der Wasserstoff mit zu den aussichtsreichen Alternativen gehört.

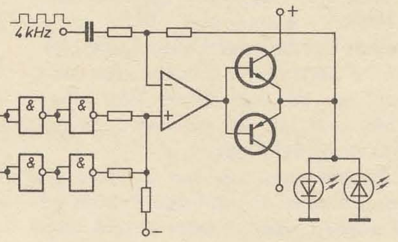
▼ Mit **Mini-Disc** wird eine neue **Minischallplatte** mit einem Durchmesser von 13,5 cm bezeichnet, die auf der Grundlage der Dichtspeichertechnik arbeitet, beiderseitig bespielt und für eine piezoelektrische Abtastung und Rillenführung ausgelegt ist. Aufgezeichnet wird nach dem Pulskodemodulationsprinzip. Auf 1 mm Plattenradius lassen sich 600 Rillen unterbringen. Das ergibt bei voller Ausnutzung eine Spielzeit von 2 × 60 min. Durch die PCM-Technik erreichen Dynamik, Störabstand und Übersprechdämpfung Werte von mehr als 85 dB. Die Abtastfrequenz beträgt 48 kHz, die Quantisierung erfolgt mit 14 bit. Es wird von der Unterseite der Platte mit einer Drehzahl von 300 U/min abgetastet. Eine kleinere Version der Mini-Disc mit nur 7 cm Durchmesser hat eine Spieldauer, die etwa der zweier Singles entspricht.

▼ Die integrierte Schaltungstechnik hat einen Stand erreicht, der die Realisierung einer **Sprachsynthetisator-IS** gestattet. Diese Schaltung wird vorzugsweise in VLSI-MOS-Technik aufgebaut und ist zunächst für ein Uhrenradio vorgesehen, das auf Tastendruck oder zu vorprogrammierten Zeiten die Uhrzeit ansagt. Durch komplexe Verfahren zur Datenreduzierung gelingt es, alle notwendigen Sprachelemente für einen Wortschatz von mehr als 20 Wörtern einschließlich der zugehörigen Steuerung auf einem Chip unterzubringen. Die erforderliche Speicherkapazität läßt sich auf weniger als 30 K bit reduzieren. Da eine derartige IS als Kundenwunschschaltung ausgelegt ist, kann man die Ansage z. B. auch wahlweise in deutsch oder in einer anderen Sprache vorsehen. Weitere mögliche Anwendungen sind damit automatische Telefonanrufbeantworter, Zahlenausgabe in Geräten oder Zustands-, Bedienungs- und Warnanlagen.

▼ Einen **Rationalisierungseffekt bei der Fertigung von Zeilentransformatoren** für Fernsehempfänger bringt die Folienwickeltechnik. Dazu werden eine Aluminium- und eine Isolierfolie gemeinsam gewickelt. Die Isolierfolie läuft dabei von Beginn bis Ende des Niederspannungswickels durch und bildet damit die Isolation zwischen den Windungen des Transformators. Die Aluminiumfolie wird am Anfang und am Ende mit Anschlüssen und – wenn erforderlich – auch mit Anzapfungen versehen. Für getrennte Wicklungen wird die Aluminiumfolie unterbrochen, und die notwendige Anzahl von Isolierwindungen wird dazwischengelegt. Die Anschlüsse werden aus verzinntem Kupferdraht durch Flachpressen und Verschweißen hergestellt. Nach Fertigstellung des Wickels mit allen Anschlüssen werden diese in einem Werkzeug gemeinsam gebogen und beschnitten. Durch Aufstecken eines Steckerfußes aus Kunststoff werden die Anschlüsse mechanisch fixiert.

▼ **Ein Hochleistungs-Tintendrucker** ist in der Lage, je Sekunde 48 000 Punkte zu erzeugen und so eine digitale Information mit 50 000 Zeilen je Minute wiederzugeben. Die Funktionsweise basiert auf Versprühen von mikroskopisch kleinen und elektrisch geladenen Tintentröpfchen. Der wichtigste Teil des Systems ist eine glaskeramische Platte aus einem lichtempfindlichen Glas, durch das die Tintentröpfchen geführt werden. Dazu hat die Platte 512 Bohrungen, die auf diese Weise eine Zeile mit vier Bohrungen je mm ergeben. Im Drucksystem werden zwei physikalische Prinzipien angewendet: Einmal zerfällt ein Flüssigkeitsstrom beim Austritt unter Druck durch eine kleine Öffnung in kleine Tröpfchen, zum anderen können die Tröpfchen elektrisch geladen werden oder neutral bleiben. Insgesamt arbeitet man mit 512 einzeln gesteuerten Tintenstrahlen, die als kleine Tröpfchen durch die Öffnung der Ladungsplatte austreten. Die elektrisch geladenen Tröpfchen werden abgelenkt, nicht geladene fliegen geradlinig weiter, bis sie die Druckfläche erreichen und dort Punkte erzeugen.

▼ Mit der in unserem Bild aus Elektronikschau 55 (1979) H. 12, S. 56, gezeigten Schaltung läßt sich eine **veränderbare Farblichtquelle** realisieren. Dazu werden zwei Leuchtdioden verwendet, eine für rotes und eine für grünes Licht. Damit ist neben einer Rot-Grün-Anzeige auch die Wiedergabe von Zwischenfarben möglich. Die beiden Leuchtdioden sind antiparallel geschaltet und können deshalb nicht



gleichzeitig betrieben werden. Man benötigt daher einen Multiplexer ausreichend hoher Frequenz (z. B. 4 kHz), so daß für das träge Auge beide Leuchtdioden gleichzeitig zu leuchten scheinen. Die relativen Ansteuerzeiten für die rote bzw. grüne Leuchtdiode werden durch eine variable Vorspannung am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers geregelt. A und B bestimmen, in welcher Farbe die Anzeige leuchtet.

▼ **Die mit A⁺ bezeichnete Betriebsart eines NF-Verstärkers** gestattet die Kombination geringster Nichtlinearität mit einem hohen Wirkungsgrad. Die in Klasse A arbeitende Endstufe erhält ihre Betriebsspannung aus einer Stromversorgung, die von einem B-Verstärker angesteuert wird. Auf diese Weise folgt der Nullpunkt der signalabhängigen Stromversorgung stets der Ausgangsspannung des A-Verstärkers. Die Verlustleistung entspricht der Summe der Verlustleistungen der beiden Verstärker. Mit der A⁺-Betriebsart gelingt es, hochwertige HiFi-Verstärker aufzubauen.

▼ **Ein neuer optischer Effekt** führt möglicherweise zur Realisierung superschneller optischer Schalter als Grundelemente für optische Rechner, die 1 000mal schneller als herkömmliche Rechner arbeiten. Der Effekt, bei dem Licht einen Indium-Antimonid-Kristall in Pikosekundenschnelle in einen durchlässigen Zustand schaltet, kann auch zum Aufbau eines bistabilen optischen Speicherelementes oder einer logischen Torschaltung ausgenutzt werden. Zur Zeit muß das Speicherelement noch mit flüssigem Helium gekühlt werden. Ein Einsatz bei Raumtemperatur ist das Ziel weiterer Forschungen. Die Umschaltung des Elementes erfolgt mit Hilfe eines 10-mW-CO-Lasers. Als Schalter wirkt das Element in einem Fabry-Perot-Resonatoraufbau, wobei es von einem sperrenden in einen durchlässigen Zustand schaltet, wenn das Resonanzlicht von einer inneren Oberfläche reflektiert wird. Damit wird der einfallende Lichtstrahl verstärkt. Eine Änderung des Brechungsindex im Kristall verändert die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Lichtwelle durch den Kristall und damit die Wellenlänge. Zur Erzielung der Verstärkerwirkung werden zwei Lichtstrahlen benötigt.

▼ **Timeplex** wird ein **Übertragungssystem für Bildfernsprech-Schmalbandkanäle** genannt, das die Übertragung farbiger Bilder über schmalbandige Kanäle gestattet. Wie bei SECAM werden die Farbdifferenzsignale zeilensequentiell geschaltet, dann jedoch in einer CCD-Verzögerungskette um den Faktor 4 zeitkomprimiert und in einem Multiplexer mit dem Luminanzsignal so zusammengefaßt, daß die komprimierten Chrominanzkomponenten in die horizontalen Austastlücken fallen. Ein schmaler Synchronisierimpuls, der allerdings zeilensequentiell mit einer Klemmlücke übertragen werden muß, kann ebenfalls noch untergebracht werden. Die Zeitkompression der Chrominanzkomponenten erweitert zwar deren Frequenzspektrum um den Faktor 4, da jedoch die Farbdifferenzsignale zuvor auf 0,25 MHz Bandbreite reduziert wurden, tritt keine Frequenzbandabschneidung und damit kein Farbschärfeverlust auf. Die serielle Luminanz-Chrominanzübertragung vermeidet eine Interferenz zwischen beiden Signalkomponenten. Die Luminanzkomponente wird mit der vollen zur Verfügung stehenden Bandbreite übertragen.

▼ **Eine Fernseh-Bildwiedergabeeinrichtung mit Flüssigkristallen für die Bildtelefonie** besteht aus der eigentlichen Flüssigkristall-Bildwiedergabeeinrichtung, der zugehörigen Steuerelektronik und einer Projektionseinrichtung. Für die Anwendung im Bildtelefon wird zur Bildwiedergabe die elektrisch steuerbare Doppelbrechung in Flüssigkristallen ausgenutzt. Die Flüssigkristalle befinden sich zwischen zwei Glasplatten, die mit einer Reihe von sich kreuzenden In_2O_3-Elektroden versehen sind. Diese insgesamt 128 leitenden Elektroden sind je 45 μm breit und haben einen gegenseitigen Abstand von 5 μm. Da die aktive Fläche des Matrix-Bildschirms sehr klein ist (6,4 mm × 6,4 mm), muß er vergrößert werden, wobei Prinzipien der Projektion angewandt werden. Auf diese Weise ergibt sich ein ausreichend großes und auch ausreichend helles Bild. Die Auflösung beträgt 128 × 128 Bildpunkte, das Kontrastverhältnis liegt bei 15. Es sind fünf Bildwechsel je Sekunde möglich.

▼ Das **Megaohmmeter Ф 4101** ist für die Messung von Isolationswiderständen von Anlagen vorgesehen, die nicht unter Spannung stehen. Das Prinzip beruht auf der Messung eines Stroms, der auf Grund einer angelegten Spannung durch den Isolationswiderstand fließt. Je nach Meßbereich und gewählter Arbeitsspannung können Isolationswiderstandsmessungen von 0...4 MΩ und 1 000...40 000 MΩ mit einer Genauigkeit von ±2,5 % ausgeführt werden. Das Gerät kann sowohl vom Netz (Leistungsaufnahme 20 W) als auch von einer Gleichspannungsquelle 12 V (Stromaufnahme maximal 0,5 A) betrieben werden. Die Nennspannung an den Meßklemmen beträgt 100, 500 oder 1 000 V. Das Gerät hat eine Masse von 6 kg.

▼ Ein neues **Kaltleitermaterial** konnte, ausgehend vom bekannten Barium-Bleititanat, durch Dotieren mit Mangan und Seltenen Erden in Verbindung mit einer speziellen Sintertechnik hergestellt werden. Das Kaltleitermaterial zeichnet sich durch hohe Spannungsfestigkeit, besonders niedrige elektrische Leitfähigkeit sowie gute Wärmeleitfähigkeit aus. Die Sintertechnologie gestattet es, plane Scheiben von nur 2 mm Dicke und auch kleiner herzustellen. Diese flache Form trägt wesentlich zur Steigerung der Leistungsabgabe und der thermischen Wechselfestigkeit bei. Derartiges Kaltleitermaterial ist als Leistungs-Heizkaltleiter für unterschiedliche Heizaufgaben einsetzbar. Man kann Leistungen bis etwa 1 kW mit diesem Material realisieren. Einsatzbeispiele sind Tauchsieder, Heißwasserbereiter, Kaffeemaschinen und Enteisungsanlagen.

▼ Mit $(MI)^2L$ (multiinput-multioutput I^2L) wird **eine neue IS-Struktur** bezeichnet, die eine Kombination aus CHL/CHIL und I^2L darstellt, wobei vom Vorteil der Ionenimplantation Gebrauch gemacht wird. Die neue Struktur gestattet ein verbessertes Geschwindigkeits-Leistungsprodukt und eine höhere Funktionsdichte als I^2L. Ein $(MI)^2L$-Gatter besteht aus einem lateralen npn-Transistor mit Zwischenkollektoren und einem Schottky-Inverter. Der Injektorstrom kann durch die Zwischenkollektoren ein- und ausgeschaltet werden. Die Herstellungstechnologie ist mit dem Bipolarverfahren voll kompatibel.

Leserpost

Seit einiger Zeit versuche ich, ergebnislos bis heute, Informationsmaterial von Stereokassettengeräten zu bekommen. Von den einzelnen Herstellerfirmen von Kassettengeräten (Stereo) erhielt ich bislang nur Prospektmaterial, das keinen technischen Vergleich der Geräte zuließ. Es handelt sich hierbei um Produkte aus der VR Polen und der Ungarischen VR.

Meine Bitte an Sie wäre nun eine Empfehlung der besten Geräte dieser Stereokassettengeräte, d. h. eine zusammenfassende Gegenüberstellung der Geräte in ihren technischen Daten ...

T. R., Wanzleben

Könnten Sie mir bitte nähere Angaben über das HiFi-Stereotonband M 2408 SD geben, über die technischen Parameter, den Preis und das Erscheinen des Gerätes, den Schaltplan der IS A 223 D und deren Innenbeschaltung zuschicken zum Anschluß eines Videorecorders, Rauschunterdrückungssysteme (Schaltplan) Dolby-A- und B-, DNL- und High-Com-System zuschicken.

D. B., Lutherstadt Eisleben

Im Heft 8/79 der rfe berichteten Sie über die Bildung der Wissenschaftlichen Sektion Konsumgüter im Fachverband Elektrotechnik der KDT, wobei auch die rfe im Vorstand der Sektion mit vertreten ist. In der Anlage übersende ich Ihnen ein Schreiben, in dem ich das Problem hinsichtlich der Bereitstellung entsprechender Boxen zum Carat S und HiFi 100 darlege, und ich bitte um Weiterleitung an den Vorsitzenden der Sektion. Ich würde mich freuen, wenn dadurch der Mangel umgehend behoben werden könnte.

In einer der letzten rfe wurde außerdem im Zusammenhang mit der Einführung hochwertiger Musikkassetten auch auf den Import von entsprechenden HiFi-Stereo-Kassettengeräten mit Dolby-System hingewiesen. Vielleicht könnten Sie bitte einmal mir mitteilen oder auch veröffentlichen, welche Geräte mit welchen Parametern wann erhältlich sein werden, aus welchen Ländern die Importe kommen und zu welchen Preisen diese angeboten werden. Wird das ebenfalls in der rfe beschriebene Gerät TC-229 Sd ebenfalls zum Angebot gehören? Ich würde mich freuen, wenn ich einen entsprechenden Hinweis erhalten könnte.

J. R., Leipzig

Das sind nur drei Beispiele aus unserer Leserpost der letzten Zeit. Wir bekommen natürlich weit mehr Anfragen, und, zugegeben, nicht alle Leser erwarten von uns Auskünfte, für die man zum einen ein Informationsbüro und zum anderen ein gut ausgestattetes Labor mit einigen Fachkräften haben müßte. Im Rahmen unserer Möglichkeiten sind wir jederzeit gern bereit, unseren Lesern fachliche Auskünfte zu erteilen oder ihnen auch – mit gewissen Einschränkungen freilich – einmal einen Rat hinsichtlich eines Gerätes der Konsumgüterelektronik zu geben. Wir machen das gern, obwohl wir dazu in keiner Weise verpflichtet sind, und wir machen auch kein großes Aufhebens davon.

Die Beantwortung solcher Fragen, wie sie in den oben angeführten Briefen gestellt wurden, überschreitet unsere Möglichkeiten aber bei weitem! Fragen zur Entwicklungspolitik einzelner Kombinate, zu möglichen Importen oder zu Preisen sollten aus Kompetenzgründen direkt an die zuständigen Stellen gerichtet werden.

*

Seit einigen Jahren besitze ich ein Röhrenprüfgerät Typ RPG W 18 von Funke, Weida (später VEB Wetron Weida).

Mein RPG kann ich jedoch seit 1978 nicht mehr benutzen, da der Prüfschalter (Gerätehauptschalter) defekt ist. Nun ist für diesen Spezialschalter kein Ersatz zu beschaffen, denn Weida hat die Produktion dieser Geräte seit 1955 eingestellt und kann mir nicht mehr helfen. Auch Annoncen brachten keinen Erfolg.

Ich brauche das Gerät dringend, ich bin nämlich Röhrensammler und habe weit über 600 Exemplare, die ich nicht alle in der Werkstatt prüfen lassen kann. Können Sie mir weiterhelfen?

Reinhard Riek
5020 Erfurt
Bebelstraße 53

Leider konnten wir Herrn Riek bisher auch nicht helfen. Aber vielleicht könnte es jemand von unseren Lesern?

Bitte schreiben Sie dann direkt an ihn.

*

Ich stieß in einer Schaltung auf die wahrscheinlich englischen Abkürzungen „ANL" und „AVC", die mir nicht bekannt sind. Wissen Sie die Bedeutung?

C. N., Leipzig

Ihre Vermutung stimmt. ANL ist die Abkürzung von Automatic Noise Limiter, deutsch: Automatische Rauschbegrenzung. AVC ist die Abkürzung von Automatic Volume Control, deutsch: Automatische Lautstärkeregelung. Dieser zweite Ausdruck wird (deutschsprachig) oft mit „ALR" abgekürzt. Leider bleibt auch die Elektronik nicht frei von Abkürzungen. Und wenn englische und deutsche durcheinander in einem Text auftauchen, wird die Sache manchmal sehr kompliziert ...

radio fernsehen elektronik

Verlag

VEB Verlag Technik

DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter

Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion

Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat

Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung

Tribüne Druckerei Leipzig III 18 36

Anzeigenannahme

DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen.

Anzeigenpreisliste Nr. 6

Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik

UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečať und Postämter

SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana

VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia

VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa

SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti

ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava

Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest

Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana

VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking

SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi

Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang

SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd: Izdavačko Knjižursko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb

BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien

Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich

Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · JULIHEFT

7·1980

Übertragungen von der Olympiade 1980

ARNOLD GRIF

Anläßlich der Olympischen Spiele 1980 in Moskau führte A. Ja. Grif, Redakteur der sowjetischen Zeitschrift RADIO, ein Gespräch mit dem Stellvertretenden Minister für Nachrichtenwesen der UdSSR, I. S. Rawitsch. Dieser Beitrag wurde von uns mit freundlicher Genehmigung der Zeitschrift RADIO, geringfügig gekürzt und bearbeitet, dem Heft 1 (1980) dieser Zeitschrift entnommen.

Für die Olympischen Spiele 1980 wurden neue Objekte fertiggestellt. Unter ihnen sind nicht nur hervorragende Sportkomplexe, sondern auch Neubauten für das Fernsehen, den Rundfunk und das Fernmeldewesen.

Die sowjetischen Nachrichtenfachleute entwickelten und verwirklichten große Projekte, lösten schwierige technische und organisatorische Probleme und schufen neue technische Mittel, damit alle notwendigen Dienste der Olympiade, die Presse, die Teilnehmer und auch die Gäste Moskaus die Möglichkeit haben, elektronische Nachrichtenmittel zu nutzen.

Heute sind die Aufgaben, die den Nachrichtenspezialisten gestellt waren, gelöst. Erstens sind die Organisatoren der Olympischen Spiele mit allen Arten von Nachrichtenverbindungen versorgt; zweitens wurden Bedingungen zur Befriedigung der stark gewachsenen Bedürfnisse von Presse, Fernsehen, Rundfunk und anderen Organen der Massenmedien mit Mitteln der Nachrichtentechnik geschaffen, und drittens ist die Möglichkeit einer weiteren Bereitstellung von Nachrichtenverbindungen für die Teilnehmer der Spiele, die Gäste der Olympiade und die Touristen vorgesehen.

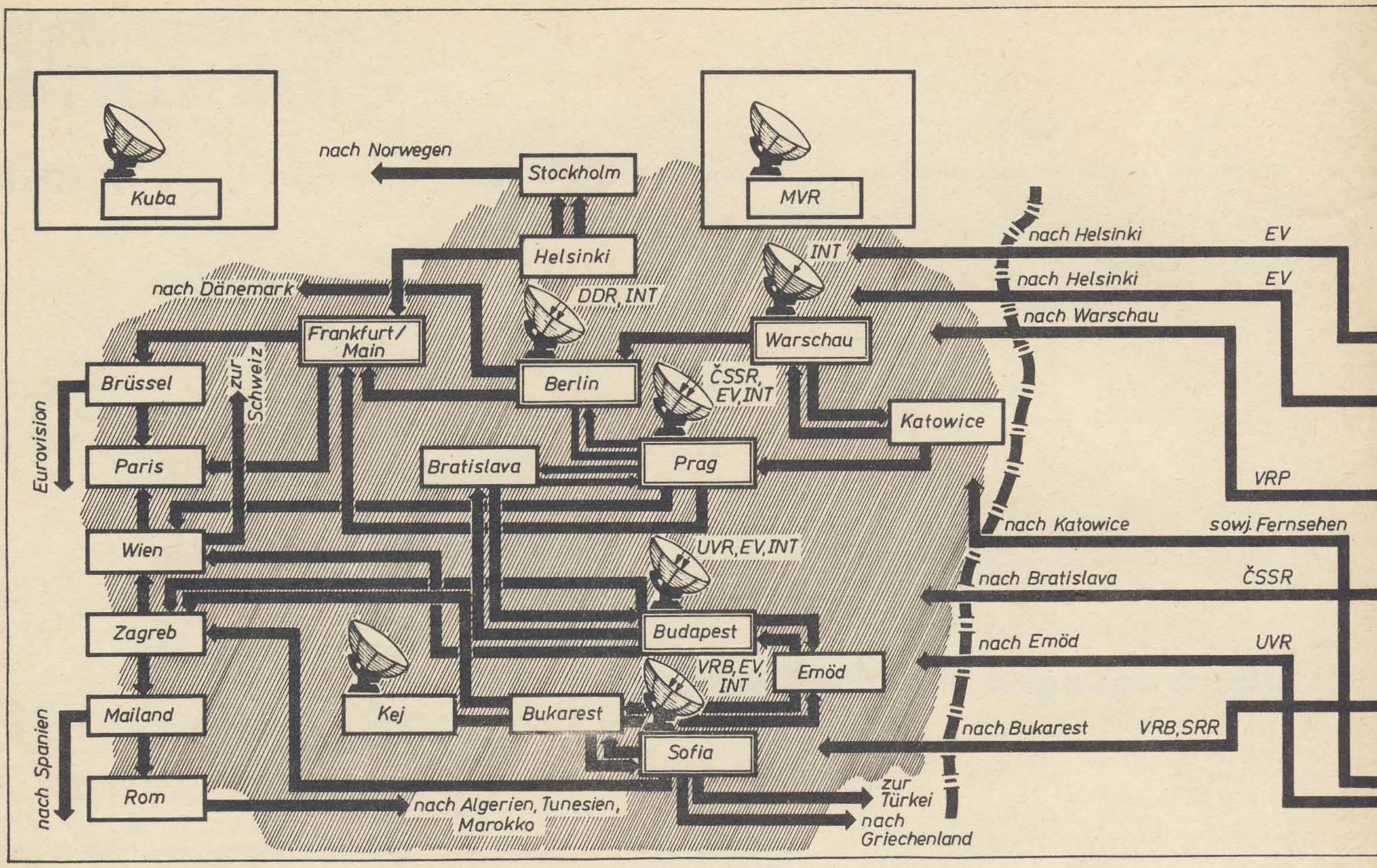
Es muß besonders unterstrichen werden, daß alle Neubauten im Nachrichtenwesen wie auch die Modernisierung der bestehenden Richtfunk- und Kabelstrecken und die Weiterentwicklung der kosmischen Mittel für Nachrichtenverbindungen den Rahmen der Interessen der Olympiade 1980 weit übersteigen. Sie wurden so projektiert und realisiert, daß sie nach Beendigung der Olympischen Spiele der Befriedigung der weiter wachsenden Anforderungen der Volkswirtschaft und aller Sowjetmenschen, der Beschleunigung der Realisierung der langfristigen Pläne zur Schaffung des Einheitlichen Automatisierten Nachrichtensystems, wie es die Beschlüsse unserer Parteitage vorsehen, dienen.

Einen zentralen Platz bei der Vorbereitung der Nachrichtenmittel für die Olympiade 1980 nahmen die Einrichtungen für die Übertragung von Fernseh- und Rundfunkprogrammen ein. Das ist kein Zufall. Die Anzahl der Fernsehzuschauer der XXII. Olympischen Spiele in Moskau wird nach Prognosen von Spezialisten etwa zwei Milliarden Menschen betragen. Es geht um das Funktionieren eines in seinen Maßstäben bisher noch nie dagewesenen, weltweit verzweigten Fernsehnetzes zur Übertragung der Ereignisse der Olympiade in alle Regionen der Welt aus Moskau.

Für das Moskauer Fernsehen und für den Rundfunk ist nicht das Prinzip eines einheitlichen und einzigen Weltprogrammes die Grundlage, sondern die Bereitstellung verschiedener Möglichkeiten für die einzelnen Sendeanstalten und -vereinigungen zur Schaffung ihrer individuellen Programme. Zur Olympiade 1980 werden in Moskau viele Fernseh- und Rundfunkanstalten die Interessen von 130 bis 140 Ländern der Welt vertreten. Für sie alle müssen die technischen Mittel und Übertragungsstrecken zur Zusammenstellung der Programme und weiter zu ihrer Übertragung auf das internationale Netz geschaffen werden.

Der Übergang auf das internationale Netz erfolgt über 20 Farbfernsehkanäle, davon sechs auf der Basis der vorhandenen, rekonstruierten und neu geschaffenen Richtfunk- und Kabelstrecken, sieben über das System Intersputnik und sieben über das Satellitensystem Intelsat.

Die sowjetischen Fernmeldespezialisten haben in kurzer Zeit große Arbeiten zur Rekonstruktion und zum Neubau von Richtfunk- und Koaxialkabelstrecken zu den



Schema der Nachrichtenverbindungen während der Olympischen Spiele 1980

Grenzen der Nachbarländer durchgeführt. 1978 wurde vorfristig die Richtfunkstrecke Moskau–Kiew in Betrieb genommen, 1979 wurde der Bau des Abschnittes Kiew–Lwow abgeschlossen. Diese mehrkanalige Magistrale verbindet Moskau mit Polen, der DDR, der ČSSR, Rumänien, Bulgarien, Ungarn und mit dem größten Teil der westeuropäischen Länder (s. Bild). Die nordeuropäischen Staaten erhalten die Programme von der Olympiade über die rekonstruierte und leistungsmäßig verstärkte Richtfunkstrecke Moskau–Tallin–Helsinki.

Für die Übertragung der Olympischen Spiele ist der Einsatz leistungsfähiger Satellitensysteme vorgesehen. Die internationalen kosmischen Kanäle werden durch die Systeme Intersputnik und Intelsat gewährleistet. Hier werden die Erdstationen Moskau, Wladimir, Lwow und die neuerbaute Station von Dubna bei Moskau eingesetzt. Damit werden von den olympischen Programmen alle Kontinente erreicht. Sie können in Amerika und Japan, in Indien und Kanada, in Vietnam und Afrika, in Australien und natürlich den Staaten Europas empfangen werden.

Bei der Übertragung der olympischen Reportagen innerhalb der Sowjetunion nimmt neben dem System Orbita das Sputniksystem Ekran einen wichtigen Platz ein. Hinter dem Ural und in den nördlichen Gebieten Sibiriens werden jetzt bereits etwa 400 Empfangsstationen dieses Systems betrieben. Zur Übertragung der Unionsprogramme wurde die Leistungsfähigkeit der Richtfunkstrecke Moskau–Rostow am Don–Baku erhöht. Große Anstrengungen waren erforderlich, um die transsibirische Richtfunkstrecke für die Olympiade vorzubereiten. Über sie gehen die Programme nach Irkutsk, Chabarowsk und Wladiwostok.

Besonders bedeutend war die Vervollständigung der Verbindungen innerhalb Moskaus. Wenn man heute das Schema der Funkverbindungen der olympischen Hauptstadt betrachtet, so erkennt man, wie dicht es mit Linien bedeckt ist, die zum Bezirk Ostankino führen. Neben dem bekannten Fernsehturm, dem Technischen Fernsehzentrum und dem neuen Olympischen Fernseh- und Rundfunkgebäude erheben sich 14 Etagen des Olympischen Nachrichtenzentrums (ONZ). In diesem modernen Gebäude ist die wichtigste Nachrichtentechnik konzentriert. Hierher gehen über 50 Richtfunkstrecken von allen Sporteinrichtungen für die Übertragung von Bild und Ton über das ONZ in die Einrichtungen des Fernseh- und Rundfunkgebäudes. Jede Strecke kann dabei im UHF-Bereich einen Simplex-Fernsehkanal und vier Tonkanäle hoher Qualität übertragen.

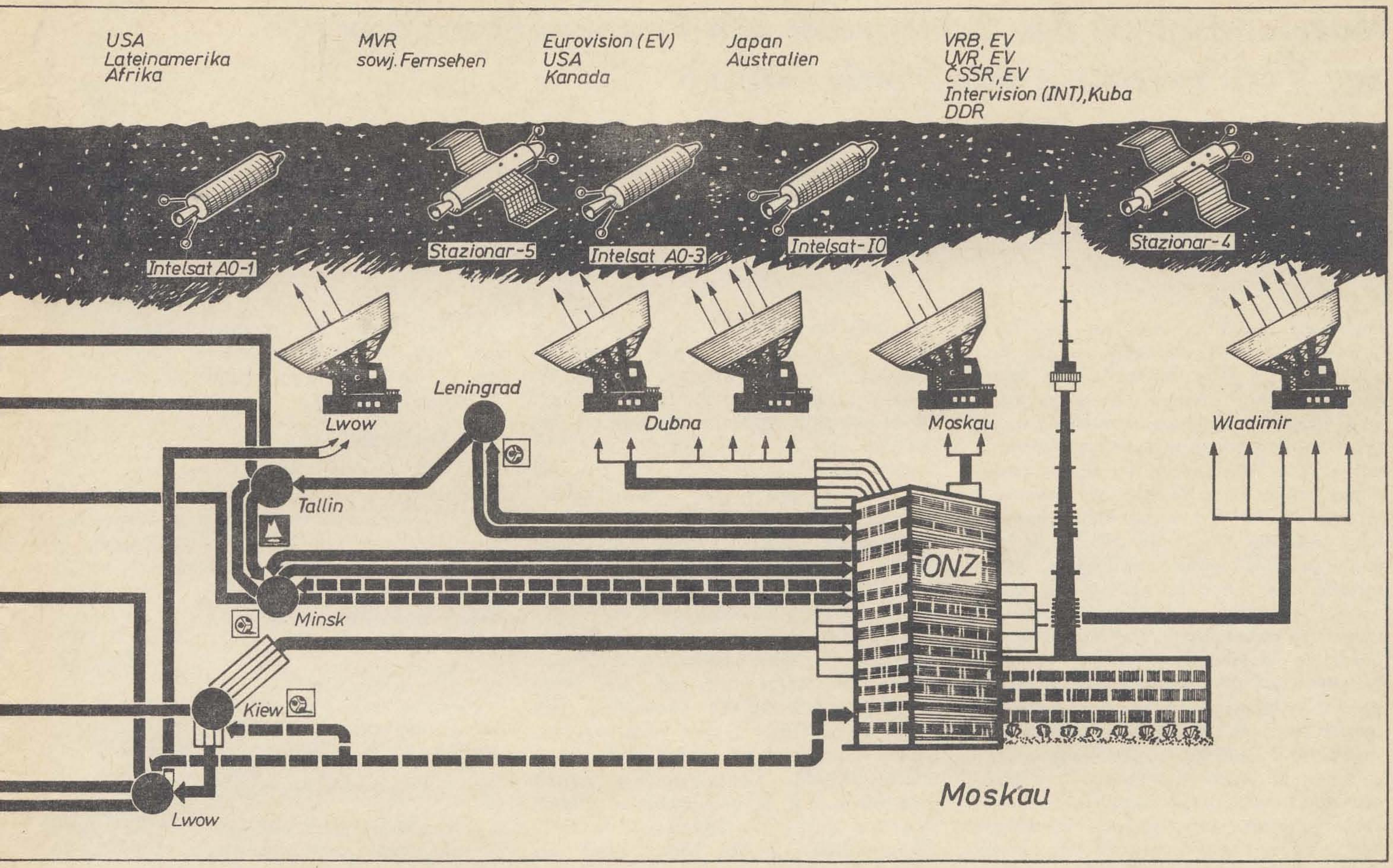
Die leistungsfähigste Richtfunkstrecke für Fernsehkanäle besteht zwischen dem Zentralen Leninstadion und dem ONZ mit 19 Richtfunkstrecken. Neben weiteren werden zehn Einrichtungen zwischen dem Sportkomplex am Prospekt Mira und dem ONZ betrieben und fünf zwischen dem ONZ und den Sporteinrichtungen Krylatskoje. Die Antennen der einfacheren Richtfunkstrecken kann man heute in allen wichtigen Sporteinrichtungen der Hauptstadt erkennen.

Das komplette System der Fernsehübertragung wurde während der Finalwettkämpfe der VII. Sommerspartakiade der Völker der UdSSR 1979 erprobt und hat sich dabei bewährt.

Zum Fernsehzentrum gelangen über das ONZ zur Gestaltung der internationalen und der sowjetischen Programme die Informationen über Richtfunk- und Kabelstrecken aus Kiew, Leningrad, Minsk und Tallin. Dutzende von Kabelstrecken treffen sich im ONZ. Über diese Strecken werden Rundfunkreportagen von den Sporteinrichtungen und Tonkanäle der Fernsehkommentatoren über sogenannte Triaden (Hörrundfunkkanal, Rückkontrollkanal und Dienstkanal) gewährleistet. Diese Triaden sind für 1 206 Kommentatorplätze ausgelegt.

Für eine hochwertige Rundfunkübertragung wurden digitale Übertragungsmethoden der Toninformation realisiert. Außerdem wurden in den Sportkomplexen über 500 technische und Regiekanäle angeschlossen. Für dieses Netz wurden im ONZ Ausrüstungen für die Verdichtung und Kontrolle der Kanäle eingerichtet. In den Sporteinrichtungen befinden sich entsprechende Übertragungsstrecken.

Für die Rundfunkkommentatoren und Journalisten werden als technische Unterstützung Farbmonitoren geboten. Mit Hilfe von Fernsehsendern geringer Leistung im Meter- und Dezimeterbereich, die sich auf dem Fernsehturm Ostankino befinden, ist die Übertragung von Videoinformationen auf die Farbmonitore der Kommentatorkabinen nach einem festen Plan über den Fortgang der Wettkämpfe in den unterschiedlichsten Sportarenen vorgesehen. Zwölf solcher Programme werden gesendet, und weitere zwölf können über Kabel von den benachbarten Sportkomplexen übertragen werden. Für das internationale Netz werden 20 Farbfernsehkanäle bereitgestellt. Die An-



zahl der Tonkanäle für die Kommentatoren wird weit über 100 liegen. Das gibt den verschiedenen Ländern die Möglichkeit, ihre Programme mit eigenem Kommentar unter Nutzung von einer der 20 Varianten der Videoinformation zu gestalten.

Viel Aufmerksamkeit wird den Zeitungsjournalisten gewidmet, die Möglichkeiten für die Telefon-, Telegrafen- und Fototelegrafenverbindungen für sowjetische und ausländische Korrespondenten entsprechen den Erfordernissen. Einen besonderen Platz nimmt hierbei die kürzlich in Moskau in Betrieb genommene Fernsprechstation für 1 500 internationale Kanäle mit quasi-elektronischer Ausrüstung und für 6 000 innersowjetische Kanäle mit automatischer Vermittlung nach dem Koordinatensystem ein. Diese Station ist mit dem Netz der entsprechenden internationalen und zwischenstädtischen Kabel- und Richtfunkstrecken verbunden. Mit einem speziellen Kabel und der Verdichtungseinrichtung ИКМ-30 ist sie mit dem Fernsprechknotenamt der Hauptstadt verbunden.

Neben dem Haupttelegrafenamt im neuen Gebäude wurde eine Hauptfernschreibstation geschaffen. Sie ist ebenfalls mit automatischen quasi-elektronischen Einrichtungen ausgerüstet, die den Pressevertretern die Möglichkeit einer schnellen Übermittlung in die Redaktionen ihrer Länder geben.

Eine Besonderheit der angewandten Faksimileübertragung ist die Verwendung von Geräten „Inhotek 6000". Dadurch ist bei Verwendung der gleichen Geräte am anderen Ende der Strecke eine direkte Hochgeschwindigkeitsübertragung der Informationen an ausländische Presseorgane möglich. Zur Olympiade werden über 7 000 Journalisten erwartet. Alle Systeme berücksichtigen die Notwendigkeit der schnellen Bereitstellung der Fernmeldemittel für die akkreditierten Vertreter von Presse, Rundfunk und Fernsehen.

Von den Maßnahmen zur Erhöhung der Durchlaßfähigkeit der Fernmeldemagistralen soll hier die Einrichtung einer Reihe neuer leistungsfähiger Kabelstrecken genannt werden. Dazu gehören die Strecken Moskau – Minsk – Grodno – Belostok – Warschau und Riga – Tallin mit Anschluß nach Helsinki. Auf einigen Magistralen wurden hocheffektive Verdichtungseinrichtungen К 3600 aufgestellt und Koaxialkabel verlegt.

Das präzise System zur Steuerung der Spiele und der Vielzahl der olympischen Objekte (allein in Moskau wurden 76 Objekte erbaut und rekonstruiert) wird durch spezielle Mittel der operativen Fernsprechverbindung über das Kabelnetz, durch transportable Sprechfunkgeräte und ein System der Radiosuchverbindung für 3 000 Abonnenten auf dem Territorium von Moskau gewährleistet.

In der Hauptstadt wurden die Möglichkeiten der UKW-Radiotelefonverbindungen (Altai-3M) erweitert, was den führenden und operativen Mitarbeitern des Organisationskomitees der Olympiade 80 und anderen Organisationen die Möglichkeit zur automatischen Verbindung oder aus dem Automobil über einen Dispatcher mit einem beliebigen Teilnehmer des städtischen Telefonnetzes oder direkt zwischen den Fahrzeugen (vierstellige Nummer) gibt. Dementsprechende Systeme zur Verwaltung und Organisation der Durchführung der Segelregatta werden auch in Tallin geschaffen.

Entlang der Strecke, die die Sportler das olympische Feuer tragen, ist eine Funk- und Kabelverbindung installiert. Für das Fernsehnetz ist die Übertragung einzelner Ereignisse, die mit der Stafette des olympischen Feuers zusammenhängen, vorgesehen.

Es sind die erforderlichen Nachrichtenmittel auch für die Sportler, Trainer, Kampfrichter, aber ebenso im olympischen Dorf und den verschiedenen Hotels organisiert. Selbstverständlich sind auch die Gäste der Olympiade nicht vergessen. In der Hauptstadt wird der gleichzeitige Aufenthalt von etwa 110 000 bis 115 000 ausländischen Gästen und einer bedeutenden Anzahl von Gästen aus den Städten und Bezirken der UdSSR erwartet. Deshalb wurden neue Fernsprechstationen erbaut, große Arbeiten an Strecken und Stationen zur Erweiterung der Telefonnetze der regionalen Pressezentren, Hotels, Campingplätze, des internationalen Jugendzentrums und anderer Punkte Moskaus durchgeführt.

Viele olympische Objekte wurden bereits während der VII. Sommerspartakiade der Völker der UdSSR einer ernsten Prüfung unterzogen. Dabei zeigte sich, daß die Spezialisten gut auf die wichtigsten Sportereignisse des Jahres 1979 vorbereitet waren. Das beweist, daß sie alle Möglichkeiten haben, die XXII. Olympiade in Moskau voll mit Nachrichtenverbindungen zu versorgen.

Notwendigkeit der Schirmung von Antennenanlagen zur Verbesserung der Störfestigkeit

Dipl.-Ing. FRIEDRICH RHEINHARDT und Dr. HORST WEISSLEDER

Mitteilung aus dem VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

Die ständig wachsende Leistungsdichte und damit steigende Störwahrscheinlichkeit insbesondere in dicht bebauten Gebieten zwingen dazu, verschärfte Forderungen an die Störstrahlung von Antennenverteileranlagen zu stellen. Welche Bedeutung dabei der durchgehenden Schirmung dieser Anlagen zukommt, wird im folgenden zusammenhängend dargelegt.

Immer mehr wird von den Hör- und Fernsehrundfunkteilnehmern nicht nur die Forderung nach einer ausreichenden Rundfunkversorgung, sondern vor allem nach einer möglichst optimalen gestellt, d. h. vor allem störungsarmen und weitgehend originalgetreuen Wiedergabe der empfangswürdigen Sender. Das spiegelt sich einerseits in dem bereits jetzt relativ hohen Ausstattungsgrad der Haushalte mit Stereorundfunk- und Farbfernsehempfängern, andererseits aber auch in der ständig durch neue Großsender und zahlreiche Lückenfüllsender verbesserten HF-Versorgung des gesamten Territoriums wider.
Während sich die Rundfunkversorgung insgesamt verbessert, muß aber auch erkannt werden, daß ihr ständig neue Probleme erwachsen. Besonders in den vergangenen zehn Jahren wuchs die Frequenznot überall, da vielgestaltige Funkdienste immer umfangreichere Aufgaben zu bewältigen hatten. Die Sendekanäle rückten immer dichter zusammen, und die Leistungsdichte stieg ständig an. Des weiteren rückten sowohl die großen als auch die kleinen Sender immer näher an die Städte heran bzw. wurden in deren Magistralen errichtet und betrieben.
Insgesamt ergibt sich damit eine kontinuierlich anwachsende Störwahrscheinlichkeit, weil immer mehr Empfangsanlagen gewollt und ungewollt einer wachsenden Anzahl hochfrequenter Wechselfelder ausgesetzt sind, deren Feldstärken bisher laufend heraufgesetzt wurden. Da dabei noch kein Ende abzusehen ist, muß die daraus resultierende Frage nach der elektromagnetischen Verträglichkeit zunehmend in den Mittelpunkt aller Überlegungen gerückt werden und die planenden Institutionen und Hersteller der Empfangsanlagen, Antennenanlagen und des Zubehörs zu neuen Gerätekonzeptionen veranlassen. Es gilt durchzusetzen, daß alle genehmigten und den technischen Erfordernissen entsprechenden Sende- und Empfangsanlagen mit einem volkswirtschaftlich vertretbaren Aufwand ihrer Übertragungsaufgabe störungsarm nachkommen können.

Stand der Technik

Während der KDT-Fachtagung des Fachunterausschusses 18.1 im Januar 1979 in Halle wurde beispielsweise bekannt, daß in einem Funkentstörbereich der Deutschen Post die Anzahl der Funkstörmeldungen im Bereich der Haushaltungen von 250 im Jahre 1961 auf 8 254 im Jahre 1977 angestiegen war und davon etwa 70 % auf nicht den technischen Forderungen entsprechende Antennenanlagen zurückzuführen waren.
Die Sendeleistung (ERP) im LW-Bereich beträgt typisch 250 kW, im MW-Bereich wurden Ende 1978 in der DDR 1 000 kW erreicht. Die Kurzwellen-Rundfunksender haben i. allg. Strahlungsleistungen von typisch 500 kW, während die zahlreichen kleinen Anlagen Leistungen zwischen 100 W und 5 000 W aufweisen. Auf UKW und VHF liegt die Strahlungsleistung im Durchschnitt bei 100 kW und im UHF-Bereich bei etwa 250 kW. Die Lückenfüllsender im VHF- und UHF-Bereich haben meist Strahlungsleistungen von weniger als 1 kW. Die daraus resultierende Störfeldstärke in den Städten beträgt im Normalfall etwa 100 mV/m und erreicht durchaus Werte von 10 V/m und mehr.
Das GBl. I Nr. 8 1978 schreibt unter Berücksichtigung der Gesunderhaltung der Bevölkerung Feldstärkegrenzwerte bzw. eine Grenzleistungsdichte für Großsender vor. Diese Werte (Tafel 1) sind Frequenzbereichen zugeordnet und dürfen nicht überschritten werden. Sie zeigen auch, welche Feldstärken z. B. in Wohngebieten erlaubt sind und damit Störspannungen in Empfangsanlagen erzeugen können. Die veröffentlichten Grenzwerte unterscheiden nicht Dauer- und Kurzzeitbetrieb.
Empfangsstörungen werden nicht ausschließlich von regulären Sendern verursacht. Antennenanlagen selbst können als Sendeanlagen wirken, wenn nicht oder nur unzureichend gewährleistet ist, daß das empfangene Signal die Anlage nicht wieder verläßt. Empfangsanlagen mit Verstärkern und ausgedehnten Kabelnetzen sind in dieser Richtung besonders sorgfältig auszuführen. Die TGL 20 885 fordert, daß die von einer derartigen Anlage ungewollt wieder abgestrahlte Leistung $P \leqq 4 \cdot 10^{-9}$ W bleibt. Die bei Wiederabstrahlung resultierenden Störungen sind z. B. Geisterbilder und Unschärfen, da das wieder abgestrahlte Signal mit entsprechender Verzögerung zur Empfangsantenne – zur eigenen und der des Nachbarn – gelangt. Ein Umweg von nur 30 m bewirkt auf einem 61-cm-Bildschirm ein Geisterbild in 1 mm Abstand. 30 m Umweg ergeben sich unter Beachtung der unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten der Freiraumwelle und der Übertragung im Kabel bereits bei einer Entfernung der HF-Austrittsstelle im Kabel von der Antenne von nur 12 m.
Damit ist diese Problematik auch für Einzelantennenanlagen und kleine Gemeinschaftsantennenanlagen von erheblichem Interesse.
Im internationalen Maßstab sind im Verlauf des letzten Jahres weitere Verschärfungen der Störstrahlforderungen für Antennenanlagen insgesamt und auch für die Empfangsgeräte selbst erwogen worden und teilweise bereits in Kraft getreten. Die geforderten Werte liegen zwischen $P \leqq 3 \cdot 10^{-10} \ldots 1{,}2 \cdot 10^{-12}$ W. Diese Entwicklung zeigt die Bemühungen, Antennenanlagen und Empfänger bezüglich ihrer Störabstrahlung und Empfindlichkeit gegen Störeinstrahlung sicherer zu gestalten. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit für eine von der Antenne bis zum Empfänger durchgehende Schirmung.

Nutz-Stör-Verhältnisse

Der VEB Elektronische Geräte Burgstädt berichtete in der o. g. KDT-Fachtagung über Untersuchungsergebnisse für den Zusammenhang von HF-Nutz-Stör-Verhältnissen und deren subjektiver Beurteilung für eine

Tafel 1: Feldstärkegrenzwerte bzw. Leistungsdichten

60 kHz ... 3 MHz:	10 V/m
3 MHz... 30 MHz:	4 V/m
30 MHz...300 MHz:	2 V/m
300 MHz...300 GHz:	1 μW/cm² (mittlere Leistungsdichte)

Tafel 2: Subjektive Bildbeurteilung bei unterschiedlichem HF-Störabstand

10 dB	Bild erkennbar unter starker Störung
20 dB	Bild und Störung gleich stark
30 dB	Bild mit Störung
40 dB	Bild mit leichter Störung
50 dB	Störung bei aufmerksamer Betrachtung feststellbar
60 dB	einwandfreier Empfang

Tafel 3: Subjektive Tonbeurteilung bei unterschiedlichem HF-Störabstand

0 dB	starkes Zischeln, unbrauchbarer Empfang
10 dB	störende Überlagerung
20 dB	Störung noch gut wahrnehmbar
30 dB	geringe Störung
40 dB	einwandfreier Empfang

Tafel 4: Werte für den Zusammenhang Sendeleistung – Abstand von der Sendeantenne und Empfangsfeldstärke

Sendeleistung in kW	Abstand Sender – Empfangsanlage	Feldstärke
1 000	1 000 m	6,7 V/m
100	1 000 m	2,1 V/m
10	1 000 m	670 mV/m
1	1 000 m	212 mV/m
0,1	1 000 m	67 mV/m
1 000	20 km	1 V/m
100	20 km	110 mV/m
1	100 m	2,1 V/m

Tafel 5: Werte für Empfangsspannungen am Hertzschen Dipol

Feldstärke in mV/m	Wellenlänge in m	Frequenz in MHz	Empfangsspannung in mV
100	30	10	477
100	3	100	47
100	0,6	500	9,6

Fernseh- und Rundfunkübertragung (s. Tafeln 2 und 3).
Daraus ist aber auch ersichtlich, wie gering die dem Empfangssignal überlagerte Störleistung bzw. Störspannung sein muß. Ein modernes Fernsehgerät weist in bezug auf das Eigenrauschen einen Nutz-Stör-Abstand von etwa 60 dB auf, wenn die auf 75 Ω bezogene Empfängereingangsspannung etwa 3 mV beträgt. Bezogen auf o. g. Empfängereingangspegel, tritt bereits bei einer Störspannung (Sinusstörer) eine leichte Störung (Störabstand 40 dB) von 30 μV in Erscheinung. Diesem Wert entspricht eine Eingangsleistung von nur 10 pW. Bei einem geforderten Störabstand von 60 dB für ein tadelloses Bild verringert sich die zulässige Störspannung auf 3 μV und die entsprechende Störleistung auf nur 0,1 pW. Beim Hörrundfunkempfänger ergeben sich ähnliche Relationen. Für einen einwandfreien UKW-Empfang muß die Störspannung unter 1 μV bleiben.
Diesen Forderungen stehen jedoch die zahlreichen Sender gegenüber, die im Bereich der Antennenanlage erhebliche Feldstärken erzeugen. Mit Gl. (1)

$$E \approx \frac{6{,}7\sqrt{P}}{R} \quad R \gg \lambda \qquad (1)$$

P = Sendeleistung in W
R = Betrachtungsabstand in m

wurden die in der Tafel 4 zusammengestellten Feldstärkewerte errechnet. Daraus ist ersichtlich, daß ein Großsender mit 100 kW ERP in der Nähe einer Großstadt durchaus Feldstärkewerte von etwa 100 mV/m erreicht.
Ist bei einer Antennenanlage ein Bauteil hinter der eigentlichen Antenne „undicht", so kann dieses die Wirkung einer parasitären Antenne haben. Derartige Antenneneffekte treten bei schlechten Kabeln, unsauberen Verbindungsstellen, unabgeschirmten Verstärkern und Zubehörteilen, aber z. T. auch bei den Empfangsgeräten selbst auf. Eine derartige undichte Stelle kann in bezug auf einen vergleichsweise betrachteten Hertzschen Dipol einen Antennengewinn oder auch eine Dämpfung aufweisen und so als Sende-, aber auch als Empfangsantenne fungieren. Die Gl. (2) gibt den Zusammenhang zwischen der am 73-Ω-Fußpunktwiderstand des Hertzschen Dipols erhaltenen Empfangsspannung U, der Empfangsfeldstärke E_0 und der Wellenlänge λ an.

$$U = \frac{E_0 \lambda}{2\pi} \qquad (2)$$

Die errechneten Werte sind in der Tafel 5 zusammengefaßt.
Aus den Werten der Tafeln 4 und 5 ist zu erkennen, daß ein einfacher Dipol in einer Entfernung von 20 km zu einem 100-kW-Sender auf seiner Resonanzfrequenz von z. B. 100 MHz eine Empfangsspannung von etwa 50 mV abgibt. Derartige Spannungen können, auch wenn sie nicht direkt im gewünschten Übertragungsband liegen, zu Übersteuerungen von Verstärker und Tuner führen. Werden Übersteuerungen wirksam, so treten am Ausgang der Verstärker und Empfänger-Eingangsteile durch Inter- und Kreuzmodulation Mischprodukte auf, die sich praktisch nicht wieder eliminieren lassen. Die Kreuzmodulationsprodukte erzeugen z. B. beim Fernsehen den bekannten „Scheibenwischereffekt" oder lassen in ausgeprägten Fällen ein zweites Bild im Hintergrund entstehen. Intermodulationsprodukte können in Nutzkanäle fallen, auch dann, wenn die sie verursachenden Signale nicht im Fernsehband liegen. In allen Fällen werden die Nutz-Stör-Abstände verschlechtert.

Die Störabstrahlung einer Antennenanlage ist also wegen der damit gegebenen Gefahr der Geisterbildung nicht unerheblich. Aus der Sicht der ständig aktueller werdenden Großgemeinschaftsantennenanlagen, d. h. Anlagen, bei denen eine Antennenanordnung 100 bis 20 000 Teilnehmer versorgt, interessiert noch eine weitere Störgefährdung. Im Kabelnetz derartiger Anlagen werden in den Frequenzlücken zwischen den Bändern I und III sog. Sonderkanäle mit Fernsehsignalen für interne Aufgaben belegt. Falls derartige Signale aus dem Kabelnetz austreten, werden dann z. B. die in diesem Frequenzbereich tätigen Flug- und Navigationsdienste gestört. Andererseits dürfen die Signale dieser Einrichtungen nicht in die Antennenanlage eindringen, um ein gutes Nutz-Stör-Verhältnis zu gewährleisten und das Fernmeldegeheimnis zu wahren.

Ursachen von Störstrahlungen

Das von einer Antenne aufgenommene Signal wird, wie im Bild 1 vereinfacht dargestellt, verstärkt und dann auf die Nachfolgegeräte verteilt. Alle an der Signalübertragung und -verteilung beteiligten Bauteile werden wegen der praktisch nicht ideal ausführbaren Schirmung einen gewissen Teil der transportierten Energie abstrahlen. Das heißt aber auch, daß die vereinfachte Betrachtung mit einer undichten Stelle, einem Loch im Weg der Schirmungen, praktisch nur bei Anlagenfehlern auftreten wird. Frequenzabhängig wird mal der eine und mal der andere Bauteil einen höheren Beitrag zur gesamten von der Anlage abgestrahlten Störleistung erbringen. Da jeder Bauteil, ob Verstärker, Verteiler oder Kabel, eine andere Geometrie aufweist, anders angeordnet ist und seine eigene, technologisch bedingte undichte Stelle auch unterschiedlich wirken wird, hat jeder dieser Bauteile auch unter Berücksichtigung der jeweiligen Umgebungseinflüsse seine sog. eigene frequenzabhängige Antennencharakteristik.
Die Forderung nach Einhaltung eines vorgegebenen Störstrahl-Leistungsgrenzwertes kann nicht die gesamte von der Anlage abgestrahlte Leistung betreffen. Praktisch be-

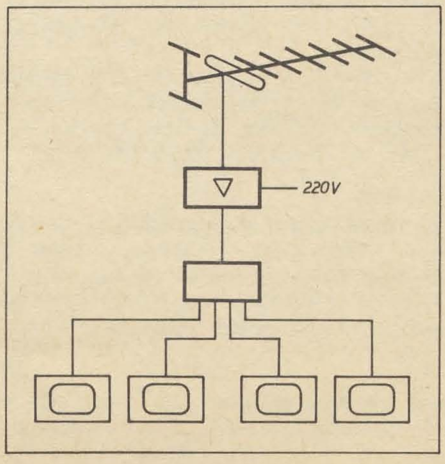


Bild 1: Schema einer Gemeinschaftsantennenanlage

Aus der Zeitschrift
Nachrichtentechnik Elektronik
Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik
Heft 7 (1980)

■ **Die Vielfalt des Schöpfertums in der Ingenieurarbeit und seine Anerkennung**

■ **Die Dynamik des Skineffektes**
Es wird gezeigt, wie der Skineffekt mathematisch exakt erfaßt werden kann. Damit lassen sich die dynamischen Vorgänge auf elektrischen Leitungen vom Ansatz her exakt beschreiben. Im Gegensatz zu den bisher verwendeten Näherungslösungen kann damit auch das Einschwingen des Skineffekts berechnet und dessen Wirkung auf die Signalübertragung beurteilt werden.

■ **Zum Einsatz von PLL-Schaltungen zur Taktgewinnung in PCM-Regeneratoren**
Nach einer Erläuterung der Funktion der Taktgewinnung im PCM-Regenerator und nach einer kurzen Definition der wichtigsten Kenngrößen einer PLL werden die Anforderungen an PLL-Taktgewinnungsschaltungen in PCM-Regeneratorketten untersucht. Insbesondere durch die vom Leitungscode abhängigen Impulspausen im PCM-Signal und durch die mögliche Kettenschaltung einer großen Zahl von PCM-Regeneratoren entstehen wesentliche Einschränkungen beim Einsatz von PLL-Schaltungen zur Taktgewinnung.

■ **Taktgewinnungsverfahren in PCM-Systemen**
Aus der Literatur werden PCM-Übertragungssysteme bezüglich der Taktgewinnungsverfahren gegenübergestellt. Die Suche nach Taktfilterkonzeptionen, die die Nachteile der LC-Schwingkreise vermeiden, führt sowohl zu aktiven als auch zu neuen passiven Filtern. Den prinzipiellen Vorteilen der Phasenregelschleife (PLL) stehen speziell beim Einsatz als Taktfilter in PCM-Weitverkehrssystemen einige Probleme gegenüber, die die Entwicklung neuer passiver Filter (Spiral- und Wendelresonatoren, Oberflächenwellenfilter) besonders interessant erscheinen läßt.

■ **Jitter als Hilfsmittel für die Fehlerfrühdiagnose**

■ **Digitale Informationstechnik: Signaltheorie der Abtastvorgänge**

■ **Laborgerät zur Untersuchung des Jitters**

■ **Simultankontaktierung – modernes Montageverfahren der Mikroelektronik**
Die ständige Senkung des Aufwands für den Entwurf und die Herstellung mikroelektronischer Schaltkreise erfordert auch hochproduktive Montageverfahren. Unter den Simultankontaktierverfahren nimmt die Filmträgerbond-Technik einen ersten Platz ein. Zeitparallele Kontaktierung, höhere Wärmeableitung und mechanische Festigkeit charakterisieren das Verfahren. Sowohl für die konventionelle Verarbeitung zu DIP-Bauelementen als auch für die direkte Montage auf Verdrahtungsträgern ist diese Technik geeignet.

■ **Nichtlineare Quantisierung – eine Möglichkeit zur Optimierung des Prozesses der Analog-Digital-Umsetzung**

■ **Entwurf einer Operationstastensteuerung für Mikrorechner**

■ **Kontinuierliche Fertigungsüberwachung durch statistische Auswertung von Prüfdaten**

BESTELLSCHEIN

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Taschenbuch Maschinenbau

Band 1/II Grundlagen
Autorenkollektiv

4., unveränderte Auflage,
996 Seiten, 1 363 Bilder, 269 Tafeln
Kunstleder 32,00 Mark
Bestellnummer 552 216 0 ______

Probleme der Festkörperelektronik

Band 11 Mikroelektronik
Autorenkollektiv

1. Auflage, 206 Seiten,
zahlreiche Bilder und Tafeln
Broschur 24,00 Mark
Bestellnummer 552 728 7 ______

Elektrotechnische Schaltgeräte

Fachschulliteratur
H. Bätz

5., bearbeitete Auflage,
172 Seiten, 149 Bilder, 13 Tafeln
Kunstleder 12,00 Mark
Bestellnummer 552 830 0 ______

Einführung in die Elektrotechnik

Hochschullehrbuch für Elektrotechnik im Nebenfach
H. Claussnitzer

7., durchgesehene Auflage
380 Seiten, zahlreiche Bilder und Tafeln
Kunstleder 28,00 Mark
Bestellnummer 552 606 5 ______

Halbleiterelektronik

Wissensspeicher
A. Möschwitzer

3., bearbeitete Auflage,
248 Seiten, zahlreiche Bilder und Tafeln
Kunstleder 20,00 Mark
Bestellnummer 552 477 2 ______

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

______

______

______

______

Name, Vorname

Postleitzahl, Wohnort

Straße, Hausnummer

Datum, Unterschrift

schränkt man sich auf das Finden der Stör-Hauptstrahlrichtung bei der betrachteten Frequenz und das Einhalten des Grenzwertes für diesen Fall. Aus der Sicht der Störabstrahlung sind derartige Messungen für alle in der Anlage übertragenen und erzeugten Frequenzen vorzunehmen. Aus der Sicht der Störeinstrahlung ist sicherzustellen, daß die in der Nähe befindlichen feldstarken Sender keine Verschlechterungen der Dynamikverhältnisse der Verstärker und Empfänger bewirken.

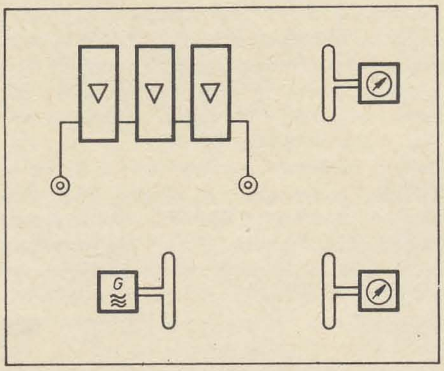


Bild 2: Messungen der Störstrahlung bei Antennenanlagen nach der Substitutionsmethode

Die Messung auf „Dichtheit" eines Bauteiles oder einer gesamten Antennenanlage erfolgt nach der Substitutionsmethode entsprechend Bild 2. Mit der rechts im Bild gezeigten Meßanordnung wird die Hauptstrahlrichtung der Verstärkeranordnung festgestellt. Anschließend wird der Verstärker durch einen Meßsender mit Sendedipol ersetzt. Der Sendedipol ist optimal auf den Empfänger ausgerichtet. Ihm wird zunehmend so viel Energie zugeführt, bis am Empfänger der gleiche Wert erreicht ist, der von der Verstärkeranordnung hervorgerufen wurde. Anschließend wird festgestellt, ob dem Vergleichsdipol mehr oder weniger Leistung als die erlaubte Störgrenzleistung zugeführt wurde. Mußte in den Sendedipol mehr als die gesetzlich vorgegebene Grenzleistung eingespeist werden, genügt die zu messende Verstärkeranordnung nicht den gestellten Forderungen.

In der Antennentechnik hat sich in der letzten Zeit das Schirmungsmaß in dB als charakteristische Größe für die Schirmungseigenschaften durchgesetzt. Das Schirmungsmaß gibt an, um wieviel dB der Betriebspegel eines Bauteiles oder einer Anlage höher sein darf als der HF-Pegel an einem (störenden) Sendedipol bei gleicher Impedanz und anliegender Störgrenzleistung.

Diese Definition erlaubt das Planen von Anlagen bei unterschiedlichen Störstrahlvorgaben und die Auswahl der Bauelemente bei gleichzeitig hoher Ökonomie.

Beispiel:

Das Schirmungsmaß eines Bauteiles beträgt $a_s = 50$ dB. Dem Störstrahlgrenzwert $P = 4 \cdot 10^{-9}$ W entspricht ein HF-Pegel von $P_s = 55$ dBμV an 75 Ω. Aus Gl. (3) folgt der maximal zulässige Betriebspegel

$$P_B = P_s + a_s \quad (3)$$

mit 105 dBμV entsprechend 316 mV. Bleibt der Betriebspegel unter diesem Wert, bleibt auch die durch diesen Bauteil verursachte Störstrahlung unter $4 \cdot 10^{-9}$ W.

Wird eine Anlage aus mehreren gleichartig schirmenden Bauteilen aufgebaut, muß die Addition der abgestrahlten Teilleistungen erfolgen bzw. ein von der Anzahl der Kaskadierung abhängiges höheres Schirmungsmaß der Bauteile vorgesehen werden. Hierbei ist jedoch zu berücksichtigen, daß der Zusammenhang nicht streng linear ist, da sich erfahrungsgemäß die Hauptstrahlrichtungen aller einzelnen Bauteile nicht dekken werden.

Eine gute Schirmwirkung wird erreicht, wenn von der Antenne bis zum Tuner eine durchgehende Schirmung vorgenommen wurde. Die über zwei Jahrzehnte verwendeten symmetrischen HF-Kabel genügen den heutigen Forderungen nicht mehr, da der für diese Kabel typische Kompensationseffekt von in beide Drähte eingekoppelten Störspannungen wegen ungenügender Verlegemöglichkeiten und einer oftmals wenig sorgfältigen Symmetrisch-Unsymmetrisch-Wandlung praktisch verlorengeht. Aus diesem Grunde wurden zunehmend alle Antennen und Bauteile des VEB Antennenwerke Bad Blankenburg auf Koaxialtechnik umgestellt.

Gute Schirmungswerte werden erreicht, wenn

- die Gehäuse alle Bauelemente umschließen
- die bei der Gehäuseherstellung sich ergebenden Trennfugen (z. B. beim Deckel) durch Überlappungen oder ähnliches abgedichtet sind
- über die Trennfugen keine nennenswerten Ströme fließen
- die Anschlüsse für die Kabel einen guten Übergang vom Koaxialkabelschirm zum Gehäuse realisieren
- bei Steckern, Buchsen und in Gehäusen keine Löcher oder Schlitze unabgeschirmt entstehen (bei Verstärkern z. B. Zugang zum Pegelsteller)
- in die Zuführung der Speisespannung ein wirksamer Tiefpaß integriert ist.

Löcher und Schlitze sind, sofern hinter diesen anregende Felder herrschen, so klein wie möglich zu halten. Prinzipiell gelten folgende Zusammenhänge:

- Für die aus einem runden Loch mit dem Durchmesser D herrührende Feldstärke gilt

$$E \sim D^3 \quad \text{für } D \ll \lambda \quad (4)$$

- Für die aus einem Schlitz der Länge l und der Breite b herrührende Feldstärke gilt

$$\left.\begin{matrix} E \sim l^3 \\ e \sim b^2 \end{matrix}\right\} \text{für } l, b \ll \lambda \quad (5)$$

Es bedarf einer ausgereiften Entwicklung und einer aufwendigen Technologie, Verstärker, Verteiler, Weichen und anderes Zubehör für den Kunden einfach kombinierbar unter steter Wahrung der Schirmung und Anlagenflexibilität anzubieten. Das Universal-Antennenverstärkersystem in geschirmter Technik aus dem VEB Antennenwerke Bad Blankenburg entspricht den aufgezeigten Forderungen, es besitzt einen typischen Anlagenbetriebspegel von 100 mV.

Ausblick

Mit der weitergehenden Beachtung der Störstrahl- und Großsignalproblematik bei der Neu- und Weiterentwicklung von UKW-Rundfunk- und Fernseh-Verteilanlagen und den entsprechenden Empfängern wird

sichergestellt, daß bei wachsender Senderdichte dennoch qualitativ bessere Übertragungen den jeweils modernsten Erkenntnissen entsprechend realisiert werden können. Dazu wird es mehr denn je erforderlich, daß die Thematik in den entsprechenden Standards, in genormten Prüf- und Meßanordnungen und den Pflichtenheften der Entwicklungsstellen allgegenwärtig ist. Die anzustrebenden Lösungen müssen auf minimalen Aufwand an Herstellungs- und Montagekosten der geschirmten Bauteile orientiert sein, um die Forderungen der Störabstrahlung einzuhalten. Andererseits sollten alle am Empfang beteiligten Geräte unter vorgegebenen Störfeldstärken störungsfrei arbeiten, d. h. über eine standardisierte Grundstörfestigkeit verfügen. Richtwerte könnten dabei z. B. 1 V/m im MW/KW- und 0,2 V/m im UKW-Bereich sein. Die Systemlösungen zu dieser Thematik sollten gewährleisten, daß mit vorbestimmten Maßnahmen und Mitteln der Herstellerbetriebe die Anlagen und Empfänger unter den bereits genannten Feldstärken stets sicher arbeiten können.

Die Entwicklungen der Zukunft werden vom Satellitenfernsehen getragen. Die vom geostationär positionierten Fernsehsatelliten im Bereich 11,7...12,5 GHz abgestrahlten Programme werden mit Hilfe kleiner Parabolspiegel empfangen. Bereits jetzt sind die Probleme der Störfestigkeit dieser Anlagen durch eine entsprechende Entwicklung der Umsetzeranlagen selbst zu gewährleisten und andererseits dadurch, daß dieser Frequenzbereich nicht durch Störstrahlung herkömmlicher Einrichtungen gestört wird.

Wesentliche Vorteile für die Verteilung von Fernsehsignalen läßt die Glasfaser-Lichtleittechnik erwarten. Bereits heute werden überraschend geringe Streckendämpfungen erreicht. Des weiteren versprechen diese Kabel alterungsbeständiger und billiger zu werden. Nicht zuletzt lassen sich die mit Hilfe von Licht übertragenen Informationen weder durch HF-Felder stören noch stören diese in umgekehrter Richtung.

Die genannten Entwicklungsrichtungen werden in den 80er und 90er Jahren die Antennentechnik entscheidend beeinflussen.

Literatur

[1] GBl. I Nr. 8 vom 17. 3. 78: Anordnung zum Schutz der Bürger vor Gesundheitsschäden durch Einwirkung elektromagnetischer Felder

[2] TGL 12 351 Gemeinschafts-Antennenanlagen

[3] TGL 20-885/05 Funkentstörung

[4] Technische Vorschriften für Ton- und Fernseh-Rundfunkempfänger FTZ-Entwurf 12/78

[5] Crepaz, H.: Messungen und Meßverfahren in GGA am Beispiel des KTV-Verteilernetzes Düsseldorf. Funkschau 49 (1977) H. 5, S. 48

[6] Kunath, H.: Schirmung und Erdung in hochfrequenten Bereichen. Industrie-Elektrik und Elektronik 10 (1965) Bd. 17

[7] Kaden, H.: Die elektromagnetische Schirmung in der Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik. Berlin: Springer-Verlag 1950

[8] Hanfgarn, W.: Schirmung in Fernseh-Verteilanlagen. RME 43 (1977) H. 2, S. 61

[9] DT-AS 2 323 445 Hochfrequenzdichte Baugruppe

[10] Pahl, F.: Der Kopplungswiderstand von geschirmten Leitungen. Technische Mitteilungen BRF (1960) H. 2, S. 72–75

[11] Fremdsignal-Störfestigkeit aktiver elektronischer Baueinheiten für Rundfunk-Empfangsantennen und Kabelfernsehanlagen

[12] Einstrahlstörungen. Funkschau-Sonderheft, 4., erweiterte Auflage 1977

[13] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker Bd. 2. Berlin-Borsigwalde: Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH 1978

[14] Perlow, S. M.: Third-Order Distortion in Amplifiers and Mitlers. RCA Review 37 (1976) H. 1, S. 234

[15] Glasfasern übertragen Audio und Video mit pulsmoduliertem Laserlicht. Radio-Mentor 38 (1972) H. 8, S. 364

[16] Hense, H.; Liebsch, W.: Die Weltfunkverwaltungskonferenz für die Planung des Satellitenrundfunks im 12-GHz-Bereich. Technische Mitteilungen des RFZ 21 (1977) H. 4, S. 894

Gleichlauffehlerprüfgerät für den Service

Dr.-Ing. GERHARD HINZMANN

Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

Dieses speziell unter dem Aspekt der Anforderungen im Service entwickelte Prüfgerät ermöglicht die standardgerechte Messung der Tonhöhenschwankungen und der mittleren Bandgeschwindigkeit bzw. Drehzahl von Magnettonspeichergeräten und Schallplattenabspielgeräten.

Der Gleichlauffehler ist ein entscheidender Qualitätsparameter von Tonspeichergeräten (Magnetton- und Schallplattenabspielgeräten). Er kennzeichnet kurzzeitige Abweichungen ihrer Arbeitsgeschwindigkeit vom Mittelwert. Die Bestimmung erfolgt durch Messen der Tonhöhenschwankungen nach TGL 200-7756. Das Meßverfahren nutzt die Tatsache aus, daß die wiedergegebene Frequenz (Tonhöhe) direkt proportional zur Arbeitsgeschwindigkeit ist, so daß bei der Wiedergabe einer Aufzeichnung mit konstanter Frequenz durch das Prüfobjekt eine Frequenzmodulation verursacht wird, deren relativer Frequenzhub gleich den relativen Geschwindigkeitsabweichungen ist. Dieser Frequenzhub wird bei der Gleichlaufschwankungsmessung ermittelt.

Seine Größe wird bestimmt durch die mechanischen Funktionen des Laufwerkes und damit z. B. durch die Präzision, Oberflächengüte und Zuverlässigkeit aller am Bandtransport beteiligten mechanischen Elemente. Diese Elemente unterliegen im Betriebszustand des Gerätes einem ständigen Verschleiß, der durch die Umweltbedingungen wie Klimaeinflüsse, Staub, durch die Beanspruchungen bei Portablebetrieb u. a. beeinflußt wird.

Das menschliche Gehör ist gegen Tonhöhenschwankungen außerordentlich empfindlich. Die Wahrnehmbarkeitsschwelle hierfür ist von der Tonhöhe, also der wiederzugebenden Frequenz, von der Schwankungsfrequenz und von der Lautstärke abhängig [1]. Sie liegt bei einer Schwankungsfrequenz von 4 Hz und durchschnittlicher Musikmodulation bei etwa 3 ‰.

Eingangsspannungsbereich	50 mV...3 V
Eingangswiderstand	≧ 100 kΩ
Meßfrequenz	3,15 kHz
Meßbereich der mittleren Bandgeschwindigkeit bzw. Drehzahl	±5 %
Meßbereich der Tonhöhenschwankungen	0...10 ‰
Anzeigefehler	≦ ±15 % (TGL 200-7756)
Eigenfrequenz des internen Generators (Rechteckspannung)	3,15 kHz
Frequenzstabilität der Eigenfrequenz	±1 %
Ausgangsspannung der Eigenfrequenz	etwa 25 mV
Ausgangswiderstand	etwa 18 kΩ
Temperaturbereich	+15...35 °C
Stromversorgung	220 V ± 10 %, 50 Hz, etwa 5 VA
Abmessungen in mm	255 × 148 × 165
Masse	2,5 kg
Sicherung	50 mA (T)
Betriebsanzeige	Glimmlampe

Untersuchungen über die subjektive Störwirkung haben ergeben, daß die größte Störung von Gleichlauffehlern mit einer Schwankungsfrequenz von 4 Hz hervorgerufen wird. Für alle anderen Schwankungsfrequenzen sind die Störwirkungen bei gleicher Amplitude der Gleichlaufschwankungen geringer. Sie führen jedoch sowohl bei der Aufnahme als auch bei der Wiedergabe zu Verzerrungen, die die Klarheit und den Höreindruck beeinträchtigen. Je nach Frequenzlage der entstehenden Frequenzmodulation unterscheidet man zwischen vier Hauptarten der Störwirkungen, die unter dem Begriff der Gleichlaufschwankung zusammengefaßt sind [7]:

Drift (Schlupf)

Frequenzmodulation im Bereich unter etwa 0,5 Hz, die als konstanter oder langsam sich ändernder Versatz in der Tonhöhe empfunden wird.

Wow

Frequenzmodulation im Bereich von etwa 0,5...10 Hz, die als Fluktuation der Tonhöhe empfunden wird.

Flutter

Frequenzmodulation im Bereich von etwa 100 Hz, die als „rauher" Ton empfunden wird.

Scrape Flutter

Frequenzmodulation im Bereich über etwa 100 Hz, die als zusätzliches Geräusch empfunden wird, das bei fehlendem Schall verschwindet.

Ferner ist bekannt, daß die subjektive Störwirkung von der Zeitfunktion der Frequenzmodulation abhängig ist und aus diesem Grunde bei von der Sinusform abweichenden periodischen und aperiodischen Schwankungen zur Beurteilung der Störwirkung der Spitzenwert des demodulierten Meßsignals vorzuziehen ist. Bei impulsförmigen Störungen nimmt die subjektive Störwirkung mit der Impulsdauer zu [2].

Aus diesen Gründen ist festgelegt, die Meßwerte für Gleichlaufschwankungen mit Hilfe eines frequenzabhängigen Dämpfungsfilters frequenzmäßig und mit Hilfe eines festgelegten dynamischen Anzeigeverhaltens zeitlich zu bewerten [3]. Für die Anzeige ist aus o. g. Gründen außerdem festgelegt, daß als Meßwert der halbe Quasi-Spitze-Spitze-Wert des demodulierten Signals angegeben werden soll [3].
Das im folgenden vorgestellte Gleichlauffehlerprüfgerät gestattet eine standardgerechte, bewertete Messung der Tonhöhenschwankungen und der mittleren Bandgeschwindigkeit bzw. Drehzahl von Magnettonspeichergeräten (Spulentonband- und Kassettentonbandgeräten) bzw. Schallplattenabspielgeräten. Es ist klein, handlich, einfach bedienbar und zuverlässig und ersetzt in der Mehrzahl aller Anwendungsfälle teure Importmeßgeräte, wodurch es insbesondere für Service- und Kontrollarbeiten sehr gut geeignet ist.

Beschreibung des Meßgerätes

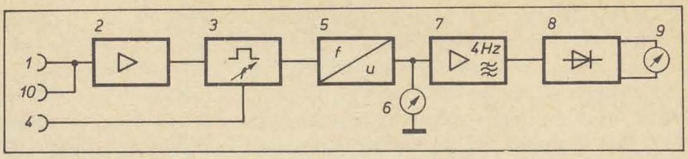
Technische Kennwerte

Das vorliegende Meßgerät gestattet die bewertete Messung der Tonhöhenschwankungen nach TGL 200-7756. Das Impulsverhalten, die Störfestigkeit gegenüber Amplitudenschwankungen des Eingangssignals und gegenüber Überlagerungen von Störfrequenzen auf dem Eingangssignal entsprechen ebenfalls TGL 200-7756. Die Anzeige der Tonhöhenschwankungen und der mittleren Bandgeschwindigkeit erfolgt simultan durch zwei Zeigerinstrumente. Die Messung der Tonhöhenschwankungen von Magnettongeräten kann auch mit Hilfe von Eigenaufzeichnungen mit dem internen Oszillator erfolgen.

Funktion

Das Meßprinzip soll anhand der im Bild 1 dargestellten Blockschaltung erläutert werden.
Das in seiner Frequenz bei der Wiedergabe durch das Prüfobjekt modulierte Prüfsignal (f = 3,15 kHz) wird an die Buchse 1 (Diodenbuchse, verbundene Anschlüsse 3, 5, Masse ist Anschluß 2) gelegt und im Verstärker 2 verstärkt. An seinem Ausgang ist ein astabiler Multivibrator 3 angeschlossen, dessen Eigenfrequenz 3,15 kHz beträgt und der durch das Prüfsignal synchronisiert wird. Er schwingt innerhalb des Synchronisationsbereiches auf dem Momentanwert der Frequenz des Meßsignals; ändert sich die Frequenz des Meßsignals, so ändert sich auch die Frequenz des astabilen Multivibrators. Er liefert ein definiertes Ausgangssignal, das dem nachgeschalteten spulenlosen Demodulator 5 (Zähldiskriminator) zugeführt wird. Der Mittelwert des durch den Arbeitswiderstand des Zähldiskriminators fließenden Stromes entspricht der mittleren Arbeitsgeschwindigkeit der Tonspeichergeräte. Er wird durch das Zeigerinstrument 6 angezeigt. Die ihm überlagerten Schwankungen entsprechen den Gleichlaufschwankungen. In dem anschließenden spulenlosen Filter 7 wird die Trägerfrequenz des Prüfsignals unterdrückt. Hier erfolgt die Bewertung des Meßwertes der Gleichlaufschwankungen entsprechend TGL 200-7756. Im Anzeigeteil 8 erfolgt eine Verstärkung und Zweiweg-Spitzenwertgleichrichtung. Die erforderliche Anzeigeträgheit wird am

Bild 2: Gleichlauffehlerprüfgerät Werkfoto



Meßinstrument 9 nachgebildet. Der angezeigte Meßwert entspricht den bewerteten Gleichlaufschwankungen.
Der astabile Multivibrator kann gleichzeitig als Signalgenerator für die Meßfrequenz dienen. Hierzu steht das Signal an der Buchse 4 (verbundene Anschlüsse 1, 4 der Diodenbuchse) zur Verfügung. Hiermit kann in einfacher Weise eine Eigenaufzeichnung des Meßsignals mit dem zu prüfenden Magnettongerät vorgenommen werden und damit auch mit diesem Gleichlauffehlerprüfgerät, ohne Verwendung eines zusätzlichen Signalgenerators, eine Messung der Tonhöhenschwankungen über Band erfolgen.
An der Buchse 10 (Telefonbuchse, parallel zu den verbundenen Anschlüssen 3, 5 und 2 der Diodenbuchse) kann ein Oszillograf zur Kontrolle des vom Prüfobjekt abgegebenen Prüfsignals angeschlossen werden.

Bedienung und Wartung

Die Anordnung der Bedienelemente des Meßgerätes und ihre Bedeutung geht aus der Gesamtansicht des Gerätes (Bild 2) hervor. Der eingeschaltete Zustand wird durch Aufleuchten der Betriebsanzeige angezeigt.
Das Prüfobjekt wird mit Überspielkabel vom Überspielausgang aus an die Diodenbuchse des Gleichlauffehlerprüfgerätes angeschlossen. Zur Kontrolle des Prüfsignals kann über die Telefonbuchse, die parallel zu den Eingangsanschlüssen 3, 5 und 2 der Diodenbuchse liegt, ein Oszillograf angeschlossen werden. Bei der Wiedergabe einer bespielten Meßkassette (3,15 kHz) kann an dem einen Zeigerinstrument die Abweichung der mittleren Arbeitsgeschwindigkeit des Prüfobjektes vom Sollwert und an dem anderen Meßinstrument der Meßwert der Tonhöhenschwankungen abgelesen werden. Für die Messung der Tonhöhenschwankungen über Band ist das Prüfobjekt lediglich auf „Aufnahme" zu schalten und, da an den Anschlüssen 1, 4 und 2 die Eigenfrequenz des astabilen Multivibrators anliegt, mit dieser auf einer unbespielten Kassette eine Aufzeichnung entsprechender Länge herzustellen (einige Minuten). Bei der Wiedergabe dieser Aufzeichnung können dann die Tonhöhenschwankungen am Meßinstrument abgelesen werden.
Das Gerät ist vollständig mit Si-Transistoren bestückt. An kritischen Stellen der Schaltung wurden zeitbeständige Bauelemente vorgesehen. Aus diesem Grunde und auf Grund der gewählten Schaltungskonzeption ist eine umfangreiche Wartung nicht vorgesehen und auch nicht erforderlich. Sie beschränkt sich auf das gegebenenfalls erforderliche Auswechseln der Sicherung und des Betriebsanzeigelämpchens.
Wenn ein sehr genauer Meßgenerator (3,15 kHz) zur Verfügung steht, kann in einfacher Weise durch seinen Anschluß an die Telefonbuchse des Gleichlauffehlerprüfgerätes der Nullpunkt für die mittlere Arbeitsgeschwindigkeit kontrolliert und evtl. neu kalibriert werden. Einzelheiten sind in der Prüf- und Abgleichvorschrift angegeben [8].

Anwendungshinweise

Für die Messung des Gleichlauffehlers wird ein bestimmter Mindestspannungspegel benötigt. Daher sollte vor der Tonhöhenschwankungsmessung die Senkrechtstellung des Aufnahme-Wiedergabe-Kopfes kontrolliert werden (eintaumeln). Das ist gegebenenfalls auch erforderlich, weil durch die Bandführungselemente des AW-Kopfes bei entsprechender Kopfstellung ebenfalls Bandlauf- und Gleichlauffehler verursacht werden können. Falls erforderlich, ist vorher die Bandgeschwindigkeit bzw. Drehzahl (bei Schallplattenabspielgeräten) einzustellen. Zu beachten ist, daß nur einwandfreie Meßkassetten verwendet werden dürfen und sich geräte- und kassettenbedingt am Anfang, in der Mitte und am Ende des Bandes unterschiedliche Meßwerte ergeben können. Im allgemeinen liegen die Tonhöhenschwankungswerte in der Mitte des Bandes am günstigsten. Bei der Messung können einmalige Ausreißer (starke Meßwertschwankungen) unberücksichtigt bleiben, da sie nicht gerätetypisch sind.
Bei Messungen über Band ist zu beachten, daß sich hier der bei der Aufzeichnung entstandene Gleichlauffehler dem bei der Wiedergabe additiv überlagert. Damit kann, abhängig von der zufälligen Phasenlage des Meßsignals, ein wesentlich größerer Wert als der tatsächlich bei der reinen Wiedergabe vorliegende Gleichlauffehler angezeigt werden. Aus diesem Grunde sind hier mit dem gleichen Bandabschnitt fünf Messungen durchzuführen. Der Mittelwert aus diesen Messungen ist anzugeben [3]. Gegebenenfalls ist die Aufzeichnung zu wiederholen. Für die Messung an Schallplattenabspielgeräten werden entsprechende Meßschallplatten benötigt.

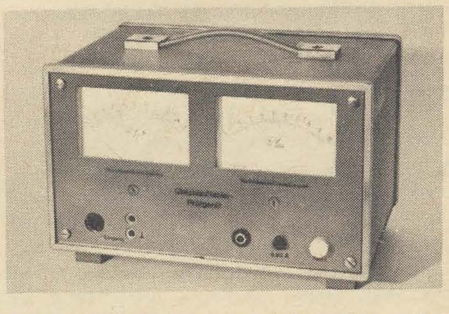


Bild 1: Blockschaltung des Gleichlauffehlerprüfgerätes

Erprobungsergebnisse

Das Gleichlauffehlerprüfgerät ist für den Einsatz in temperierten (beheizten) Räumen, z. B. Labors, Werkstätten und Werkhallen entsprechend Einsatzgruppe 1 nach TGL 14 283, Bl. 5 [5], vorgesehen. Es erfüllt

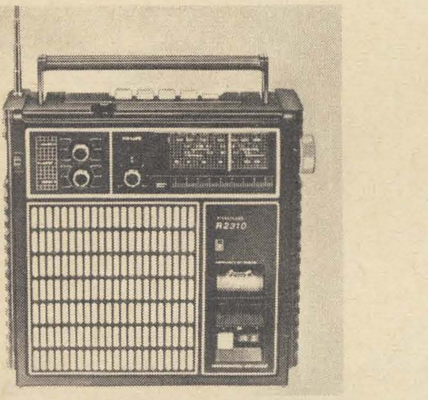
Fortsetzung auf Seite 460

Reiseempfänger R 230-00 und R 230-10 Steratrans

Ing. PETER HOFFMANN

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Diese beiden Reiseempfänger basieren auf einem gemeinsamen Grundchassis. Der R 230-10 hat als Unterschied zu dem einfacheren R 230-00 einen längeren Kurzwellenbereich mit Lupe und einen elektronischen Zeitschalter. Im folgenden wird daher vornehmlich dieses Gerät beschrieben. Auf den Seiten 439 bis 442 bringen wir noch Servicehinweise für diese beiden übrigens vom VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen mit dem Prädikat „sehr servicefreundlich" bedachten Empfänger.



Die Mittelklassereiseempfänger R 155-01 (Stern-Elite 2001) sowie R 140-21 (Stern-Automatik) wurden Ende des Jahres 1979 durch die Nachfolgegeräte R 230-00 und R 230-10 (beide Steratrans) abgelöst. Auf Stationstasten bei FM wurde dem internationalen Trend folgend beim R-140-21-Nachfolger verzichtet. An ihre Stelle traten andere Gebrauchswerte wie Zeitschalter und Kurzwellenlupe.

Zeitschalter

Das Gerät R 230-10 enthält einen Zeitschalter, mit dessen Automatik es möglich ist, das Gerät innerhalb einer bestimmten Zeit wahlweise ein- oder auszuschalten. Die maximal erreichbare Zeit, die auf einer Instrumentenskale angezeigt wird, beträgt etwa 85 Minuten bei Netz und etwa 80 Minuten bei Batteriebetrieb. Man kann das Gerät zum Beispiel zum Einschlafen mit Musik benutzen oder sich nach einigen Minuten durch Radiomusik wecken lassen, wobei allerdings die Zeitanzeige kaum die Genauigkeit einer Uhr erreicht. Die maximale Abweichung beträgt $\pm 10\,\%$ vom Endausschlag.

Es folgen einige Erläuterungen zur Funktion des Zeitschalters (s. Bild 2). Über Tastendruck wird eine RC-Kombination am Gate des Transistors SMY 50 auf einen beliebigen Wert zwischen 0 und etwa 9 V aufgeladen. Die Entladekurve des hochwertigen RC-Gliedes wird über den sehr hohen Eingangswiderstand des MOSFETs nahezu unbeeinflußt auf die Schaltstufe übertragen.

Am Ausgang des SMY 50 ist ein Instrument UKM 48 angeschlossen, dessen in Minuten kalibrierte Anzeige immer dem jeweiligen Ladezustand der RC-Kombination entspricht. Da Transistor V_{18} erst bei 0,6 V durchschaltet und die Schwellspannung von V_{16} beachtet werden muß, ist im Anzeigezweig eine Diode V_{17} in Flußrichtung angeordnet. Dadurch werden Spannungen am Gate unterhalb 4 V nicht berücksichtigt, und der Nullpunkt der Anzeige stimmt mit dem Beginn des Schaltverhaltens überein. Über die Schaltstufe V_{18} und V_{19} wird ein Relais angesteuert. Diode V_{21} dient als Induktionsspannungsschutz; C_{92} verhindert Flattererscheinungen des Relais. Da die Schaltstufe an der stärker belastbaren Spannung II liegt, die je nach Betriebszustand zwischen 6 V und 15 V schwanken kann, wurde der Transistor V_{20} zum Schutz des Relais vor spannungsmäßiger Überlastung eingesetzt. Mit dem Steller R_{74} werden Bauelementetoleranzen in bezug auf die Anzeigegenauigkeit ausgeglichen.

Mechanischer Aufbau

Die Geräte R 230-00 und R 230-10 haben den gleichen mechanischen Aufbau. In dem Gehäusegrundkörper aus Sconater mit Batteriekammer und Netzschnurfach wird das vom R 210-30 (Stern-Garant) her bekannte Plastwinkelchassis mit UKW-Tuner, Haupt- und Nebenleiterplatte (Klang und Lautstärke) von drei Schrauben M 3 gehalten. Netztransformator, Zeitschalterleiterplatte mit Instrument, Netzschalter, Lautsprecher und Antennenwinkel mit Antenne sind ebenfalls jeweils getrennt in den Grundkörper geschraubt, der hinten durch die Rückwand und an der Vorderseite mit einer Frontblende verschlossen wird. Die Batteriekammer ist von unten durch eine Klappe zugänglich. Das Netzschnurfach an der Empfängerrückseite wird ebenfalls mit Klappe geöffnet.

Signalverlauf FM

Von der Stabantenne empfangen, geschaltet über U 5-6, gelangt das HF-Signal an den auf Bandmitte abgestimmten Empfangskreis $Ü_{101}$ und weiter an den Emitter des Vorstufentransistors V_{101} (SF 235). Der Zwischenkreis (L_{101}, $C_{111}/C_{120}/C_{124}$) am Ausgang von V_{101} ist auf das verstärkte HF-Signal abgestimmt. Die Ankopplung an den selbstschwingenden Mischtransistor V_{102} (SF 235) übernimmt C_{110}. Der Oszillator arbeitet in Basisschaltung, wobei über C_{113}, C_{117} die Rückkopplung erfolgt.

Die über zwei antiparallel geschaltete Dioden V_3 und V_4 am Tuneranschluß 5 eingespeiste AFC-Spannung beeinflußt den Oszillatorkreis L_{102}, C_{115}, C_{121}, C_{125}.

Die ZF wird über das zweikreisige Filter L_{103}, L_{104} induktiv angekoppelt und dem Transistor V_1 zugeführt, der bei FM die erste ZF-Stufe bildet.

Über ein Piezofilter SPF 10700 A 190 (Z_2) gelangt das Signal an Pin 2 der integrierten Schaltung A_1 (A 281 D), die als AM-FM-ZF-Verstärker eingesetzt ist. Am Ausgang der IS A_1 (Pin 8) liegt üblicherweise der Ratiodetektor, der das FM-ZF-Signal demoduliert. Die NF wird über R_{23} zur Weiterverstärkung an den Eingang des NF-Verstärkers gegeben.

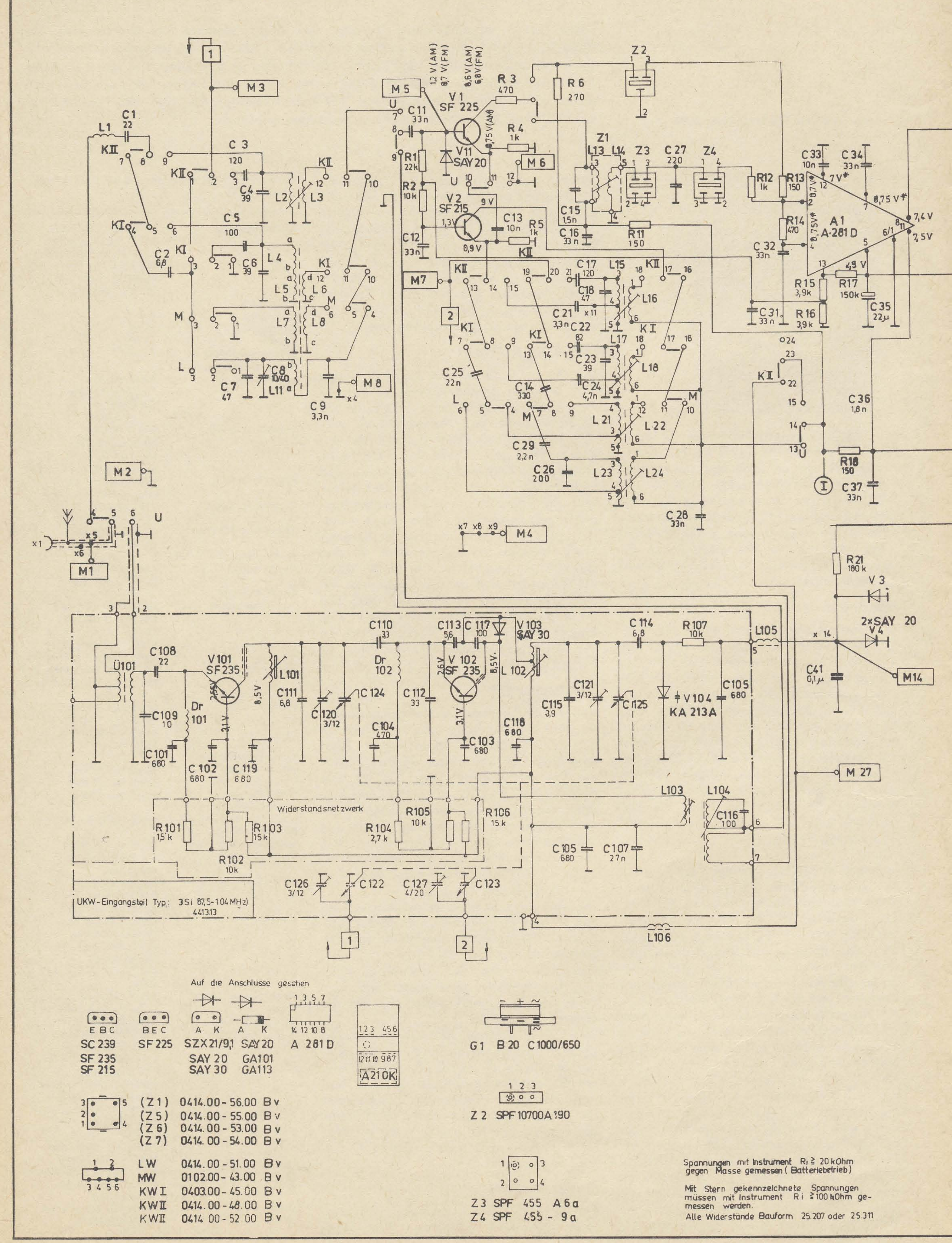
Signalverlauf AM

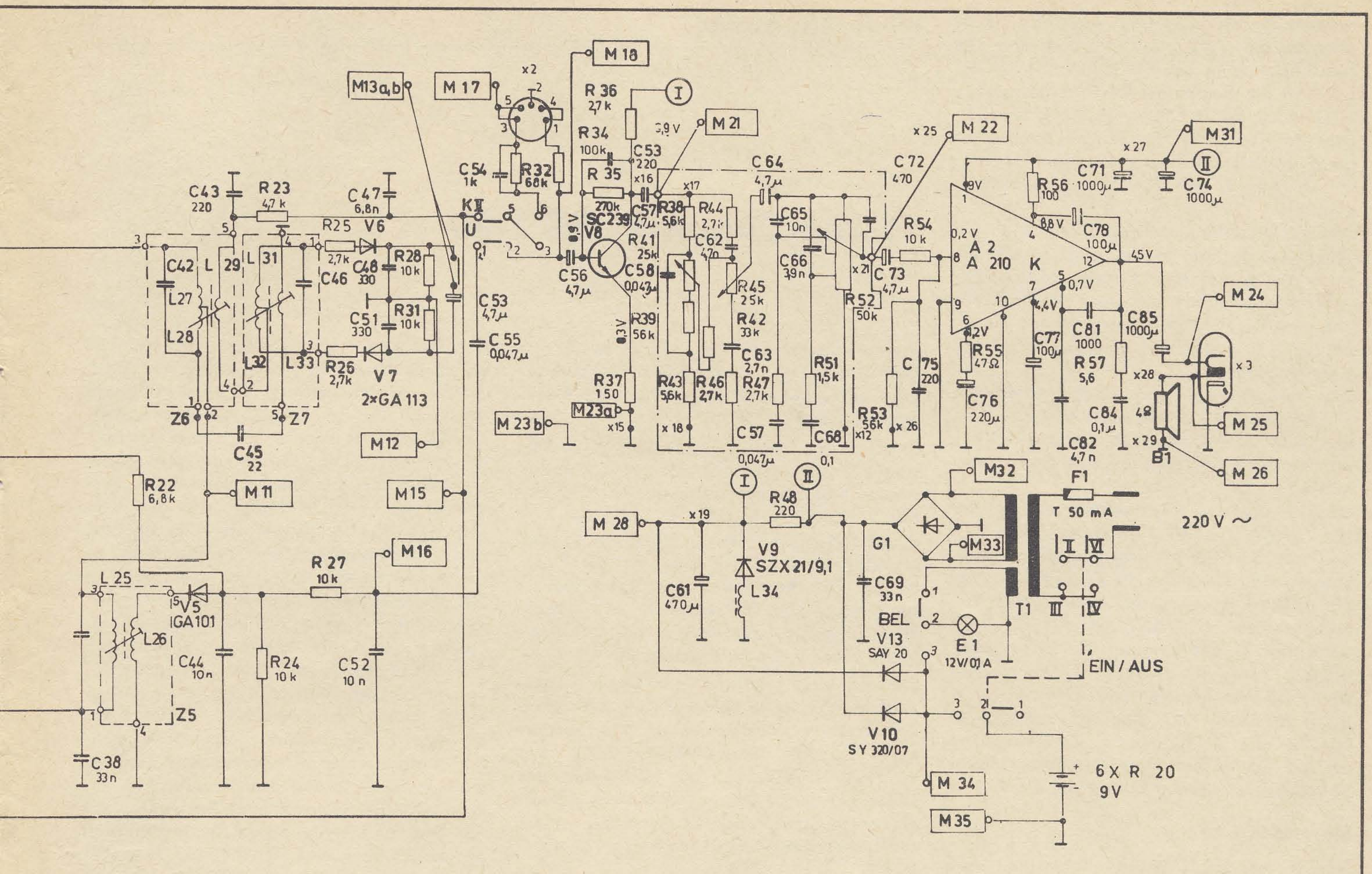
Der AM-Teil dieses Empfängers ist mit jeweils getrennter Oszillator- (V_2) sowie

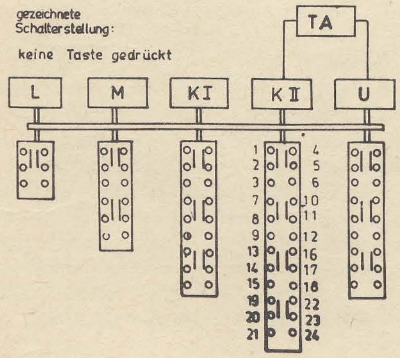
Technische Daten des Gerätes R 230-10 (R 230-00) (Grenzwerte)

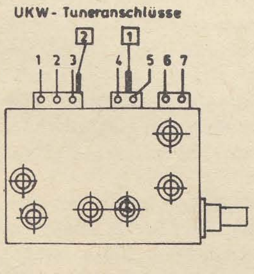
Wellenbereiche	UKW 87,5...104 MHz KW II 9,5...17,9 MHz (9,5...12,075 MHz) KW I 5,9...7,4 MHz MW 520...1 605 kHz LW 150...285 kHz
integrierte Schaltungen	2
Transistoren	10 (5)
Dioden	11 (9)
Selengleichrichter	1
Ausgangsleistung des Verstärkers	1,5 W bei k = 10 % Batterie 3,5 W bei k = 10 % Netz
Stromversorgung	9 V, 6 × 1,5 V (R-20-Elemente) Netz 220 V, 50 Hz automatisch umschaltend
Klangfarbe	getrennte Höhen und Tiefen
Zwischenfrequenz	AM 455 kHz FM 10,7 MHz
Kreise fest AM FM	6/9 (Piezofilter für AM und FM)
Kreise variabel AM/FM	2/2
Abstimmung	AM- und FM-Drehkondensator
Empfindlichkeit (rauschbegrenzt)	UKW −9 dB (pW) KW II 35 dB (μV) KW I 50 dB (μV/m) MW 57 dB (μV/m) LW 66 dB (μV/m)
HF-Selektion	AM 40 dB bei 1 MHz FM 40 dB bei 94 MHz
Spiegelfrequenzstörverhältnis	39 dB bei 0,2 MHz 38 dB bei 1 MHz 14 dB bei 6,1 MHz 25 dB bei 94 MHz
Zwischenfrequenzstörverhältnis	30 dB bei 1 MHz 50 dB bei 94 MHz
AVR-Gütezahl	38 dB bei 1 MHz
Einsatzpunkt der statischen Begrenzung	10 dB (pW) bei 94 MHz
statisches AM-Dämpfungsverhältnis	34 dB bei 94 MHz
Demodulation	FM Ratiodetektor AM Diode
Anschlüsse	Autoantenne, Netzanschluß, TA, TB, Außenlautsprecher
Antenne	UKW und KW II Teleskopantenne KW I, MW und LW Ferritantenne
Lautsprecher	GD 10 – 16/4, Z = 4 Ω, 4 VA
Abmessungen in mm	265 × 265 × 85
Masse	≈ 3,6 kg (mit Batterien)
Besonderheiten	automatische UKW-Scharfabstimmung (Fest-AFC), Autoantennenanschluß für alle Bereiche, automatische Netz/Batterie-Umschaltung, Netzanschluß, Spannungsstabilisierung aller Vorstufen, TA-TB-Anschluß, getrennte Höhen- und Tiefenregelung, Dauerskalenbeleuchtung (bei Netzbetrieb) KW-Lupe, Zeitschalter nur bei R 230-10

Bild 1: Grundchassis für die Reiseempfänger Steratrans









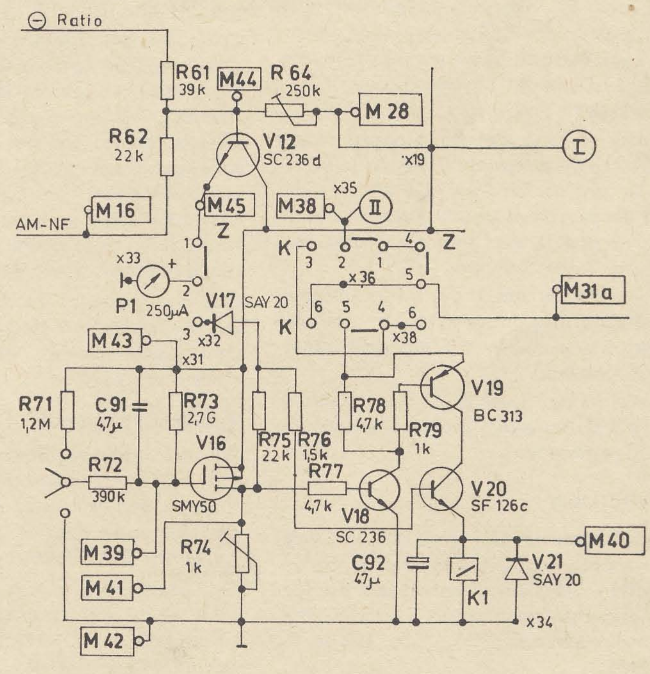


Bild 2: Stromlaufplan des Zeitschalters

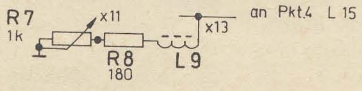


Bild 3: Kurzwellenlupe

Mischstufe (V_1) aufgebaut. Über die Ferritantenne bei KW I, MW, LW und über die Teleskopantenne bei KW II gelangt das Signal an die Basis des AM-Mischtransistors V_1 (SF 225), der in Emitterschaltung arbeitet. Die vom Transistor V_2 (SF 215, Basisschaltung) kommende Oszillatorspannung wird im Mischer V_1 zur ZF-Frequenz (455 kHz) gemischt.
Die Rückkopplung am V_2 erfolgt induktiv, kollektorseitig über die jeweilige Oszillatorspule auf den Emitter. Parallel zur Oszillatorkreisinduktivität liegt der AM-Drehkondensator C_{123} mit den entsprechend angepaßten Parallel-, Verkürzungs-, und Abgleichkapazitäten.
Die Vorkreisspulen der Empfangsbereiche KW I, MW und LW befinden sich auf dem Ferritstab, wobei die Induktivität für KW I zum besseren Abgleich auf zwei Spulen verteilt wird.
Im Ausgang des Mischtransistors liegt der abgleichbare AM-ZF-Filterkreis Z_1. Die beiden induktiv über L_{14} angekoppelten piezokeramischen Filter Z_3 und Z_4 (SPF 455 Aba/SPF 455-9a) sorgen für gute Selektionseigenschaften. Der Ausgang des Filters Z_4 liegt über R_{12} am Eingang (Pin 2) der integrierten Schaltung A_1 (A 281 D), die die gesamte ZF-Verstärkung übernimmt. Am Ausgang der IS A_1 liegt der Demodulatorkreis L_{25}, C_{36}. Die Demodulation zur Gewinnung der NF sowie der Regelspannung erfolgt üblicherweise auf der Diode GA 101 (V_5).

Signalverlauf NF

Das hinter den Demodulationsstufen AM und FM stehende NF-Signal gelangt über Schalterkontakt U_2 und den Kondensator C_{56} an die NF-Vorverstärkerstufe V_8 (SC 239). Über den Koppelkondensator C_{57} läuft das Signal zur Klang- und Lautstärkestellerleiterplatte. Höhen und Tiefen werden von R_{42} und R_{41} getrennt eingestellt. Der sich anschließende Lautstärkesteller ist an seinen zwei Anzapfungen mit RC-Gliedern beschaltet, um einen physiologischen Lautstärkeverlauf zu erlangen.
Zur Endverstärkung des NF-Signals ist die IS A_2 (A 210 K) eingesetzt. Die äußere Beschaltung der IS ist vom Hersteller weitgehend vorgeschrieben und kann nur unter Beachtung spezieller Dimensionierungsvorschriften geändert werden.
Der NF-Verstärker liefert bei Batteriebetrieb eine Ausgangsleistung von 1,5 W und bei Netzbetrieb von 3,5 W an einer Lautsprecherimpedanz von 4 Ω.
Der Lastwiderstand der IS A_2 darf nicht weniger als 4 Ω betragen, um eine Zerstörung der IS zu vermeiden.

Stromversorgung

Das Gerät kann am Lichtnetz (220 V, 50 Hz) oder mit Batterien (R-20-Elemente) betrieben werden. Das Netzkabel ist fest am Gerät angebracht. Die Batterie-Netz-Umschaltung erfolgt elektronisch mit der Diode V_{10} (SY 320/075).
Eine über den Klammergleichrichter G_1 gebildete Gleichspannung wird zur Spannungsversorgung der HF-ZF- und NF-Vorverstärkerstufe von der Z-Diode V_9 stabilisiert. Die NF-Endstufe (IS A_2) erhält ihre Gleichspannung unstabilisiert von G_1. Die Skalenbeleuchtung wird bei Netzbetrieb von einer getrennten Transformatorwicklung versorgt.

Wir lernten kennen

Stereo-Compakt SC 1100

Stereo-Compakt SC 1100 ist die erste aus DDR-Produktion stammende Kompaktanlage eines auf dem internationalen Markt erfolgreichen Konzepts.
Es ist eine Anlage der Mittelklasse, bestehend aus Mittelklassesuper, Plattenspieler und Stereokassettengerät. Die drei Komponenten befinden sich in einem ansprechenden, nur wenig Raum beanspruchenden Gehäuse mit durchsichtiger Plasthaube. Die Anordnung der Bausteine ist funktionsgünstig. Plattenspieler und Stereokassettengerät sind durch die selbsthaltende Plasthaube staubgeschützt.
Der mit einer großflächigen Skale ausgestattete Rundfunkempfänger läßt sich ohne Anheben der Plasthaube von vorn bedienen. Er hat eine Musikleistung von 2 × 10 W und enthält ein MPX-Filter, das selbst bei unmittelbarer Nähe eines starken „Nachbar-Stereosenders" noch einen „zwitscherfreien" Stereoempfang gewährleistet.
Das Stereokassettengerät ist mit einer Aufnahmeautomatik sowie mechanisch wirkenden Pauseneinrichtung ausgestattet. Beachtenswert erscheint uns die auf Umdrehungsimpulse des Aufwickeltriebes ansprechende Endabschaltung, die offensichtlich neben der Endabschaltung zusätzlich das sog. Schlaufen des Tonbandes mit anschließendem Wickeln um die Tonwelle verhindert. Der Abwickeltrieb ist leicht gebremst, was der Bandführung am Kombikopf besonders zugute kommt, und bei einem kassettenabhängigen schwachen Band-Kopf-Kontakt werden kaum Amplitudenschwankungen auftreten. Die Löschsperre arbeitet elektronisch, d. h., daß die Aufnahmetaste mechanisch nicht blockiert wird.
Als Plattenspieler ist der seit Jahren bewährte Türkis mit dem besonders für zentralbeheizte Räume geeigneten Keramiksystem eingesetzt.

Betriebserfahrungen

Für die Anlage Stereo-Compakt SC 1100 läßt sich auf Grund der günstigen Maße auch in begrenzten Wohnräumen leicht ein sowohl optisch wie auch betriebsmäßig günstiger Platz finden.
Die Musikleistung von 2 × 10 W kann der Geräteklasse entsprechend als ausreichend angesehen werden. Das Klangbild ist ausgewogen, nicht zuletzt durch die zwar nicht zum Preis, so doch zum Lieferumfang gehörenden großvolumigen 15-VA-Lautsprecherboxen. Während die Wahl des großen Gehäusevolumens hinsichtlich einer guten Tiefenwiedergabe als richtig angesehen werden kann, muß man sich fragen, ob nicht geringer belastbare 10-VA-Boxen bei gleichem Volumen ökonomisch angemessener wären.
Die Tasten des Kassettenteiles lassen sich erfreulich leise und leicht bedienen. Alles, was aufgezeichnet wird, läßt sich mithören, also auch Überspielungen von einem externen Gerät. Die Aufnahmeautomatik arbeitet zuverlässig. Regelschwingungen waren nicht zu bemerken. Ebenso waren keine Einstreuungen der Löschfrequenz auf den AM-Teil des Rundfunkempfängers feststellbar, die sich bekanntlich als Störgeräusche in der Aufzeichnung bemerkbar machen.
Die durch einen Schieber mechanisch realisierte Pausenstellung ist bei einwandfreier Funktion eine sehr praktische Einrichtung, da hierbei die Gummiandruckrolle von der Tonwelle abgehoben und das sonst auftretende Jaulen verhindert wird. Leider funktionierte die Pauseneinrichtung bei mehreren überprüften Geräten nicht zufriedenstellend, so daß trotzdem Jaulen auftrat.
Während die Symbole und Beschriftungen der Bedienelemente als leicht verständlich anzusehen sind, hat sich bei der Beschriftung des Pausenschiebers offenbar ein Fehler eingeschlichen. In Stellung „Ein" ist nämlich nicht die Pause, sondern das Laufwerk eingeschaltet.
Die Befürchtung, daß die verhältnismäßig großvolumigen Boxen ein Rumpeln des Plattenspielers hörbar machen könnten, bestätigte sich erfreulicherweise nicht.

Servicefragen

Wegen des unumgänglichen gedrängten Aufbaues kann man keiner Kompaktanlage eine ausgesprochene Servicefreundlichkeit zuschreiben. Fairerweise muß der Stereo-Compakt SC 1100 jedoch bescheinigt werden, daß ein schneller Ausbau der Bausteine möglich ist. Aber warum davon selbst zum Wechseln einer der sieben Feinsicherungen Gebrauch gemacht werden muß, wird kaum ein Servicetechniker einsehen.

Gesamteinschätzung

Kompaktanlagen stellen eine günstige Systemlösung für mehrteilige elektroakustische Heimanlagen dar. Sie benötigen wenig Stellraum und sind frei von Stromanschluß- und Steckverbinderproblemen, was von vielen insbesondere in technischen Dingen unbeholfenen Benutzern besonders geschätzt wird.
Von den möglichen Varianten des horizontalen, vertikalen sowie Mehrebenen-Aufbaus von Kompaktanlagen scheint die bei der Stereo-Compakt SC 1100 gewählte Bausteinanordnung am günstigsten, denn der wohl am häufigsten benutzte Rundfunkempfänger ist direkt zugänglich, und für die flachgehaltene Anlage läßt sich leicht ein Aufstellplatz finden. Die Anlage erfüllt alle Erwartungen eines Gerätes dieser Klasse. Die Verarbeitung ist ansprechend, Klang und Empfindlichkeit sind gut.

5-W-NF-Leistungsverstärker A 210

Dipl.-Ing. KARL-HEINZ KRESSE

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

In diesem Beitrag werden die Funktionsweise sowie die Kenndaten der Schaltkreise A 208, A 209 und A 210 vorgestellt, die seit geraumer Zeit die Typen A 203, A 204, A 205 abgelöst haben. Einige Applikationsvorschläge sowie die entsprechenden Dimensionierungsrichtlinien geben die Grundlage für den Einsatz dieser Schaltkreise.

Der A 210 ist eine thermisch geschützte, monolithisch integrierte Schaltung, die für den Einsatz als NF-Leistungsverstärker vorgesehen ist. Sie ist eine Weiterentwicklung der IS A 205 [1] und löste diese ab. Die verbesserten Eigenschaften des A 210 bestehen nicht nur in der thermischen Schutzschaltung, sondern auch in verbesserten Daten für die maximale Ausgangsleistung und für Rauschparameter. Der A 210 ist pinkompatibel zum A 205. Der Unterschied in der äußeren Beschaltung besteht lediglich in der vergrößerten Frequenzkompensation. Die Typen A 203, A 204 und A 205 werden duch die Typen A 208, A 209 und A 210 abgelöst. Die Typen A 208 und A 209 sind Anfalltypen des A 210. Der A 208 entspricht dem A 210 mit verminderter Betriebsspannung von $U_{S\,max} = 15$ V. Der A 209 wird speziell für den Einsatz in Vertikalendstufen mit $U_{S\,max} = 21$ V ausgemessen. Der A 210 hat ein spezielles 16poliges DIL-Plastgehäuse, bei dem die mittleren beiden Anschlüsse jeder Seite (Anschluß 4, 5 und 12, 13) zusammengefaßt und als Kühlfahnen ausgebildet sind. Er wird in zwei Varianten gefertigt: als A 210 D mit seitlich abstehenden Kühlfahnen und als A 210 K mit aufgepreßtem Kühlkörper für maximale Ausgangsleistung. Nachfolgend wird nur in speziellen Fällen der Buchstabe D bzw. K bei der Typbezeichnung angegeben.

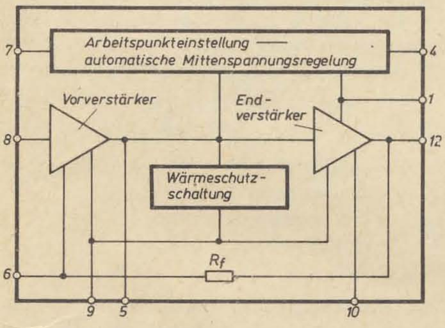


Bild 1: Prinzipschaltung

Prinzipschaltung und Anschlußbelegung

Die Innenschaltung läßt sich in folgende Funktionsgruppen einteilen (Bild 1):

- Vorverstärker V_I
- Wärmeschutzschaltung
- Endverstärker V_{II}
- Rückkopplungsschleife R_6 zwischen Anschluß 12 und Anschluß 6
- Netzwerk zur Einstellung der Gleichstromarbeitspunkte und automatischen Mittenspannungsregelung.

Bild 2 zeigt die Anschlußbelegung.

Funktion

Der Vorverstärker V_I besteht aus einer pnp-Darlingtonstufe mit T_1 und T_2 mit einem als Stromquelle geschalteten Transistor T_3 als Kollektorarbeitswiderstand (Bild 3). Durch die Kollektorschaltung wird ein hoher Eingangswiderstand des Schaltkreises erreicht.

Um sicherzustellen, daß der Basisstrom der Eingangsstufe abfließen kann, muß bei dieser Schaltungskonzeption eine Gleichstromverbindung von Anschluß 8 nach Masse bestehen. Wenn man die maximale Ausgangsleistung bei jeder beliebigen Betriebsspannung innerhalb des zulässigen Betriebsspannungsbereiches erreichen will, muß sich als Mittenspannung am Anschluß 12 die halbe Betriebsspannung einstellen.
Über den an der Betriebsspannung liegenden Dioden D_1 und D_7, den Widerständen R_4 und R_5 sowie den U_{BE}-Strecken der Transistoren T_4 und T_5 fließt ein von der Betriebsspannung abhängiger Strom I. Dieser Strom wird in T_3 gespiegelt. Die Bedingung, daß die Ströme I und I_6 gleich sind, wird durch die gleiche Struktur von T_3 und T_4 erreicht, die beide als Stromspiegel arbeiten. Mathematisch wird dies berechnet:

$$I = \frac{U_S - 4U_{BE}}{R_4 + R_5} \quad (1)$$

Unter den Voraussetzungen

$$I = I_6$$
$$R_4 = R_5 = R_6$$

ist

$$U_{12} = 2U_{BE} + I_6R_6$$
$$= 2U_{BE} + \frac{U_S - 4U_{BE}}{R_4 + R_5} R_6 \quad (2)$$

$$U_{12} = \frac{U_S}{2}$$

Die Mittenspannung am Anschluß 12 kann man durch die Beschaltung eines Wider-

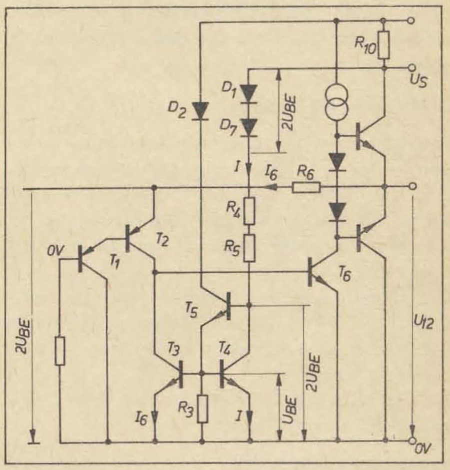


Bild 3: Erweiterte Prinzipschaltung

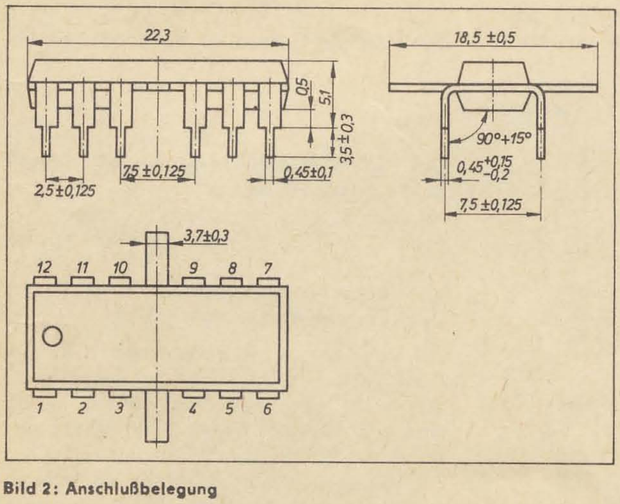


Bild 2: Anschlußbelegung

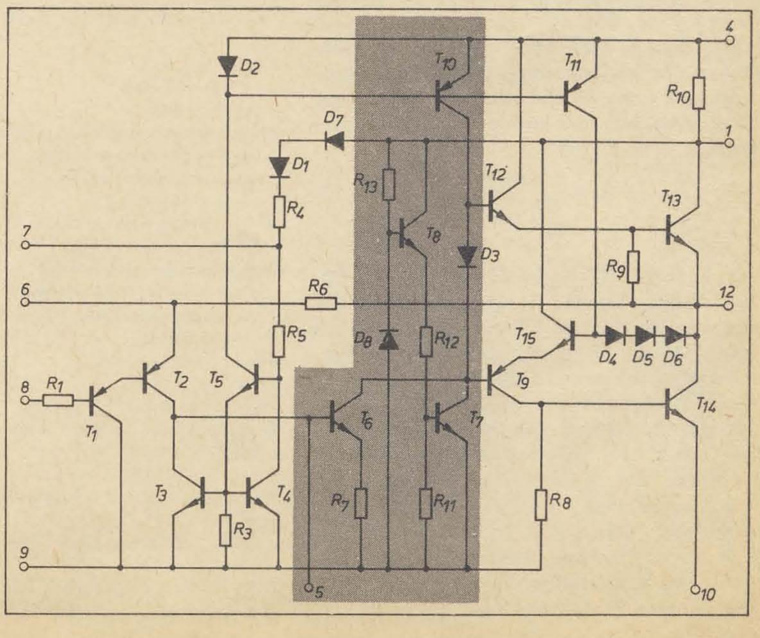


Bild 4: Innenschaltung des 5-W-NF-Verstärkers A 210. Die thermische Schutzschaltung ist gerastert dargestellt ▶

standes am Anschluß 7 gegen Betriebsspannung bzw. gegen Masse in gewissen Grenzen verschieben. Mit dem von Anschluß 7 gegen Masse geschalteten Kondensator wird die Brummspannungsunterdrückung des Schaltkreises eingestellt.
Die Wärmeschutzschaltung ist im Bild 4 gerastert dargestellt. Die Referenzspannung wird durch einen als Z-Diode D_8 geschalteten Transistor erzeugt. Der positive Temperaturgang der Z-Diode wird durch den negativen Temperaturgang der Basis-Emitter-strecke von T_8 kompensiert, so daß am Emitter von T_8 eine temperaturunabhängige Spannung zur Verfügung steht. Mit Hilfe des Spannungsteilers R_{11}, R_{12} wird eine konstante Spannung von etwa 0,4 V an der Basis von T_7 eingestellt. Bei zunehmender Chiptemperatur verringert sich U_{BE} von T_7 und zieht bei Erreichen der Schwellspannung die Basis von T_9 nach Masse. Die Abschaltung erfolgt unsymmetrisch für die Endstufentransistoren. Mathematisch kann dieser Punkt in erster Näherung durch die Abschalttemperatur ϑ

$$\vartheta = \frac{U_{BE(T7)}}{U_T}$$

bestimmt werden.
Im Bild 4 wird die Gesamtschaltung des integrierten Verstärkers gezeigt. Der Endverstärker des A 210 arbeitet als eisenlose Endstufe in AB-Betrieb. Um ihn voll aussteuern zu können, wird die Treiberstufe mit Hilfe einer Bootstrapschaltung am Anschluß 4 um $U_S/2$ auf die Betriebsspannung aufgestockt.

Grenz- und Kennwerte

Die typischen elektrischen Kennwerte wurden in der Meßschaltung nach Bild 5 ermittelt. Die Tafel 1 zeigt die Gleichspannungswerte, die bei angelegter Betriebsspannung an den einzelnen Anschlüssen zu messen sind.
Die Grenzwerte entsprechen dem Typstandard TGL 35 797 (Entwurf Februar 1978). Sie dürfen im Betrieb nicht unter- bzw. überschritten werden.
Tafel 2 zeigt die Grenzwerte und Tafel 3 die typischen Kennwerte des A 210.

Tafel 1: Zu messende Gleichspannungswerte

Anschluß	Spannung
1	U_S
2	—
3	—
4	U_S
5	0,65 V
6	1,2 V
7	$U_S/2$
8	40 mV (R_6 = 100 kΩ)
9	0 V
10	0 V
11	—
12	$U_S/2$

Tafel 2: Grenzwerte der IS A 210

Eingangsgleichspannung U_I in V	−3...5
Eingangsgleichstrom $-I_I$ in mA	≦ 2
Ausgangsspitzenstrom I_O in A	≦ 2,2[1])
	≦ 2,5[2])
Ausgangsstoßstrom I_{St} in A	≦ 3[1])
	≦ 3,5[2])
Umgebungstemperatur ϑ_a in °C	−25...70
Sperrschichttemperatur ϑ_j in °C	≦ 150
gesamter Wärmewiderstand R_{thja} in K/W	≦ 95[3])
	≦ 25[4])
innerer Wärmewiderstand R_{thjc} in K/W	≦ 15[3])
Betriebsspannung U_S in V	4...15[1])
	4...21[5])
	4...20[6])

[1]) A 208; [2]) A 209, A 210; [3]) A 210 D, A 208 D; [4]) A 210 K, A 208 K, A 209 K; [5]) A 209; [6]) A 210

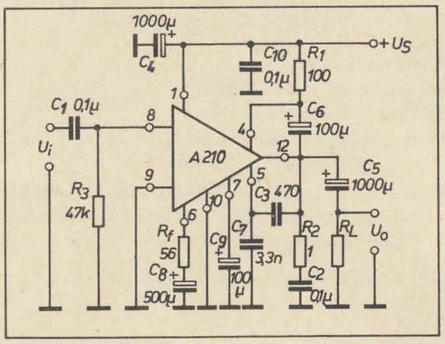


Bild 5: Meßschaltung

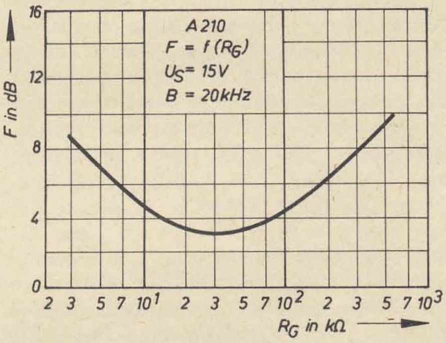


Bild 6: Rauschfaktor als Funktion des Generatorwiderstandes

Tafel 3: Elektrische Kennwerte des A 210 (für ϑ_a = 25 °C − 5 K)

Alle Parameter sind in der Meßschaltung nach Fachbereichsstandard TGL 35 797 gemessen worden

Gesamtruhestrom I_{SO} in mA	
U_S = 15 V	12
Endstufenruhestrom I_{SOE} in mA	
U_S = 15 V	2,7
Mittenspannung U_M in V	
U_S = 15 V	7,5
Eingangsruhestrom I_{IO} in µA	
U_S = 15 V	0,3
Ausgangsleistung P_O in W	
bei f = 1 kHz und U_S = 15 V	≧ 5,0[1]) ; 6,0[1])
bei k = 10 % und U_S = 12 V	4,0[1])
bei R_L = 4 Ω und U_S = 9 V	2,2
bei U_S = 6 V	0,85
offene Spannungsverstärkung V_O in dB	
bei U_S = 15 V	77,0
geschlossene Spannungsverstärkung V_U in dB	
bei U_S = 15 V und P_O = 50 mW	33,0...40,0 typ. 37,0
Klirrfaktor k in %	
bei P_O = 50 mW	0,16
bei P_O = 3 W	0,46[1])
Eingangsrauschspannung U_N in µV	
bei B = 20 kHz und R_G = 0	2,8
Eingangsrauschstrom I_N in nA	
bei B = 20 kHz	0,08
Ausgangsstörspannung U_{on} in V	
bei R_G = 47 kΩ	0,6; < 1,2
Eingangsspannung U_I in mV	
bei k = 10 % für P_O = 6 W	75[1])
Brummspannungsunterdrückung U_{Br} in dB	
bei f = 100 Hz	42
Strombedarf I_S in mA	
für P_O = 6 W, bei U_S = 15 V und k = 10 %	625
Grenzfrequenz f_O in kHz	
bei C_3 = 470 pF	41[2])
bei C_3 = 820 pF	19[2])
Abschaltpunkt der Gehäusetemperatur in °C	
bei P_O = 6 W und U_S = 15 V	130

[1]) für A 210 D ist geeignete Kühlung erforderlich
[2]) bezogen auf −3-dB-Abfall (P_o = 50 mW)

Anwendung des A 210

Eingangswiderstand

Der Eingangswiderstand des A 210 beträgt R_I = 630 kΩ bei offener Schleifenverstärkung. Dabei muß aber beachtet werden, daß in der Meßschaltung eine Gegenkopplung von etwa 40 dB wirkt und damit der Eingangswiderstand um den Faktor 100 vergrößert wird. Es gilt:

$$R_I = \frac{V_0 R_{I0}}{\frac{R_6}{R_f} + 1} \qquad (3)$$

mit V_0 = 77 dB, R_{I0} = 630 kΩ, R_6 = 4 kΩ, R_f = 56 Ω. Damit hängt der Eingangswiderstand der Schaltung ausschließlich von dem am Eingang gegen Masse geschalteten Widerstand ab.
Übliche Werte liegen zwischen 20 kΩ und 100 kΩ. Durch technologische Veränderungen der Eingangsstufe konnte das Rauschverhalten des A 210 gegenüber dem des A 205 wesentlich verbessert werden. Das Rauschverhalten des A 210 wird hauptsächlich vom Rauschquellwiderstand am Eingang, der eingestellten Verstärkung und der festgelegten Bandbreite bestimmt.

Bild 6 zeigt den Rauschfaktor des A 210 als Funktion des Generatorwiderstandes. Daraus erkennt man, daß das Rauschoptimum des A 210 bei etwa 35 kΩ liegt. Die Ermittlung dieser Kurve erfolgte mit der ermittelten äquivalenten Rauschspannung und dem äquivalenten Rauschstrom des A 210 sowie der Beziehung

$$F = 1 + \frac{U_r^2 + (i_r R_S)^2}{4KT_0 R_S B} \qquad (4)$$

U_r = äquivalente Rauschspannung
i_r = äquivalenter Rauschstrom
R_S = Generatorwiderstand
B = Bandbreite
$4KT_0 = 1{,}61 \cdot 10^{-20}$ Ws

Das Rauschoptimum dieser Kurve erhält man durch die erste Ableitung von Gl. (4):

$$\frac{dF}{dR_S} = 0$$

Der optimale Generatorwiderstand wird damit

$$R_S = \frac{U_r}{i_r}$$

Das Signal-Rauschverhältnis der Signalquelle errechnet sich zu

$$S/N = 20 \lg \frac{U_I}{\sqrt{4KT_0 B R_S}} \qquad (5)$$

R_S = Rauschquellwiderstand
U_I = Eingangsspannung

Bei einer Eingangsspannung von 5 mV am A 210, einem Quellwiderstand von 100 kΩ und einer Bandbreite von 20 kHz erhält man zum Beispiel einen Signal-Rauschabstand von 58,9 dB. Der Schaltkreis selbst hat bei 100 kΩ Quellwiderstand ein Rauschmaß von F ≈ 4,4 dB. Der tatsächliche Wert wird also um diesen Wert auf

$$S/N = 58{,}9\ \text{dB} - 4{,}4\ \text{dB} = 54{,}5\ \text{dB}$$

reduziert.

Mit Hilfe dieser Rechnung läßt sich für jeden Anwendungsfall bei linearem Frequenzgang der Spannungsverstärkung der Signal-Rauschabstand bestimmen.

Eingangsspannung

Die Eingangsspannung sollte $U_I = 220$ mV nicht überschreiten, damit der Vorverstärker nicht übersteuert wird. Für die Übersteuerungsfestigkeit können die statischen Eckpunkte —3...+5 V ausgenutzt werden. Bei größerer negativer Spannung muß der Eingangsstrom durch einen Vorwiderstand auf —2 mA begrenzt werden.

Verstärkung

Der A 210 kann im NF-Bereich (50 Hz bis 20 kHz) wie ein Operationsverstärker behandelt werden. Zur Einstellung der gewünschten Gesamtverstärkung V_{Ug} wird durch Beschaltung von Anschluß 6 mit einem Widerstand R_f in Reihe mit C_8 gegen Masse die geschlossene Schleifenverstärkung V_{ug} festgelegt. Die Verstärkung kann man mit folgender Beziehung ermitteln:

$$V_{ug} = 20 \lg\left(1 + \frac{R_6}{R_f}\right) \qquad (6)$$

wobei R_6 in der IS mit etwa 4 kΩ integriert ist. Dabei gilt es zu beachten, daß der innere Widerstand R_6 fertigungstechnisch um 30 % schwanken kann. Garantiert wird für die Verstärkung ein Bereich von 33...40 dB in der Meßschaltung. Dieser Streubereich für die geschlossene Verstärkung ist für Stereoempfänger recht groß. Die Schwankung setzt sich aus der algebraischen Summe der beiden Toleranzen zusammen:

$$\frac{\Delta V_u}{V_u} = \frac{\Delta R_f}{R_f} + \frac{\Delta R_6}{R_6} \qquad (7)$$

Durch Parallelschalten eines Widerstandes R_x zu R_6 nach Bild 7 ergibt sich die Verstärkung zu

$$V_U = \frac{R_6 R_x}{R_6 + R_x}\,\frac{1}{R_f} + 1 \approx \frac{R_6 R_x}{R_6 + R_x}\,\frac{1}{R_f} \qquad (8)$$

Die Verstärkungsschwankung wird damit

$$\frac{\Delta V_U}{V_U} = \frac{\Delta R_f}{R_f} + \frac{R_6}{R_6 + R_x}\,\frac{\Delta R_x}{R_x} + \frac{R_x}{R_6 + R_x}\,\frac{\Delta R_6}{R_6} \qquad (9)$$

Die größte Schwankung ist $\frac{\Delta R_6}{R_6}$ mit ± 30 %.
Wenn man $R_x \ll R_6$ wählt, z. B. $R_6 = 330\ \Omega$ und $R_f = 4{,}7\ \Omega$, kann man näherungsweise

$$V_U \approx \frac{R_x}{R_f}$$

oder

$$\frac{\Delta V_U}{V_U} = \frac{\Delta R_x}{R_x} + \frac{\Delta R_f}{R_f}$$

schreiben. Folglich wird die mögliche Verstärkungsschwankung nur noch durch die Toleranzen von R_x und R_f bestimmt. Bei einer Toleranz von ± 5 % für R_x und R_f ergibt sich

$$\frac{\Delta V_U}{V_U} = \pm 1\ \text{dB}$$

Zur Vermeidung der Eingangsspannungsbegrenzung in der Vorstufe des Schaltkreises ($U_{i\,max} = 220$ mV) sollte der Gegenkopplungswiderstand R_f folgende Werte nicht überschreiten:

$R_f < 220\ \Omega$ für $U_S = 12$ V
$R_f < 150\ \Omega$ für $U_S = 16$ V.

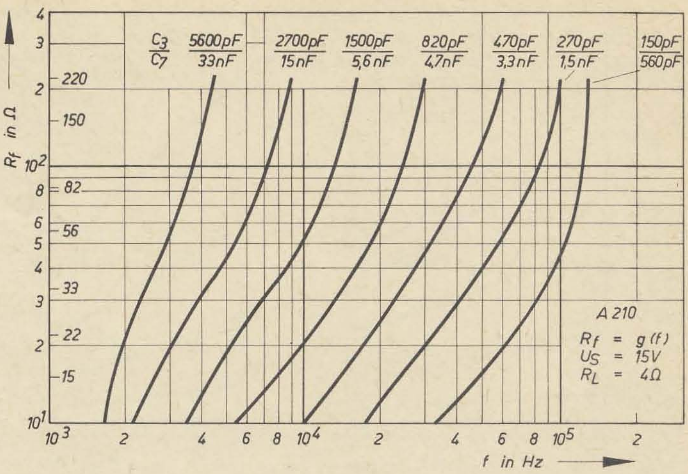


Bild 8: Bestimmung der Frequenzkompensation

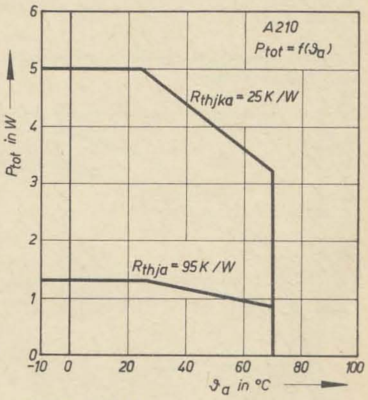


Bild 9: Reduktionsdiagramm $P_{tot} = f(\vartheta_a)$

Frequenzgang

Die einstellbare Bandbreite, d. h. die Eckwerte der oberen und unteren Grenzfrequenz, ist abhängig von der eingestellten Verstärkung und der Außenbeschaltung. Für die untere Grenzfrequenz gelten folgende Zeitkonstanten:

Einkopplungszeitkonstante	$C_1\ R_3$
Gegenkopplung	$R_f\ C_8$
Bootstrap-Schaltung	$R_1\ C_6$
Auskoppelzeitkonstante	$C_5\ R_L$

Bei der Bestimmung der Zeitkonstante der Bootstrap-Schaltung muß beachtet werden, daß parallel zu R_1 ein Widerstand von etwa 250 Ω integriert wurde. Die obere Grenzfrequenz wird durch den zwischen Anschluß 5 und Anschluß 12 geschalteten Kondensator C_3 bestimmt. Die entsprechende Frequenzkompensation ergibt sich aus der Wahl von R_f und der geforderten oberen Grenzfrequenz. Mit Hilfe des Diagramms nach Bild 8 kann man bei gegebener Eingangsempfindlichkeit und geforderter oberer Grenzfrequenz C_3 bestimmen. Ob eine Kapazität zwischen Anschluß 5 und Nullpotential erforderlich ist, hängt von der Beschaltung und dem Aufbau ab. Für ausreichende HF-Stabilität hat sich in der Praxis ein $C_7 = 5C_3$ als günstig erwiesen.

Beim Platinenentwurf ist zu beachten, daß das Boucherot-Glied (100 nF, 1 Ω) von Anschluß 12 gegen Masse zusammen mit C_7 in die Zuleitung der Endstufenmasse zu legen ist.

Zulässiger Arbeitsbereich

Der sichere Arbeitsbereich wird durch folgende Faktoren begrenzt:

- minimale und maximale Betriebsspannung (4...20 V)
- maximaler Spitzenstrom (2,2 A für A 208, 2,5 A für A 209 und A 210)
- einmaliger Stoßstrom (3,0 A für A 208, 3,5 A für A 209 und A 210)
- Verlustleistung (1,3 W für die D-Variante und 5 W für die K-Variante bei ϑ_a = +25 °C)
- Streubereich der Thermoschutzschaltung.

Bild 9 zeigt das Reduktionsdiagramm, das durch den thermischen Widerstand und die maximale Sperrschichttemperatur von 150 °C bestimmt ist.
Erreicht die Verlustleistung des A 210 den Grenzbereich, so ist mit einer Begrenzung des NF-Ausgangssignales infolge des Streubereiches der Thermoschutzschaltung zu rechnen.
In den Bildern 10 und 11 wird die Verlustleistung in Abhängigkeit von R_L bei k = 3 % und k = 10 % dargestellt. Die erreichbare Ausgangsleistung des A 210 bei verschiedenen Arbeitspunkten kann man aus den Bildern 12 und 13 entnehmen. Die Ruhestromaufnahme wird im Bild 14 dargestellt.

Temperaturschutzschaltung

Wird der Arbeitspunkt des A 210 so gelegt, daß die Verlustleistung zu groß wird und die maximale Sperrschichttemperatur erreicht wird, erfolgt eine Zurücknahme der Ansteuerspannung für die Endstufe. Damit wird eine Zerstörung des Schaltkreises bei thermischer Überlastung verhindert. Wird die Temperaturschutzschaltung wirksam, tritt eine Erhöhung des Klirrfaktors auf, da die Begrenzung hauptsächlich nur in einer Sinushalbwelle erfolgt.
Der Verlauf der Abschalttemperatur ist im Bild 15 ersichtlich. Der Abschaltpunkt liegt bei etwa ± 130 °C Gehäusetemperatur.

Klirrfaktor

Der Klirrfaktor hängt von der eingestellten Verstärkung der Betriebsspannung und dem

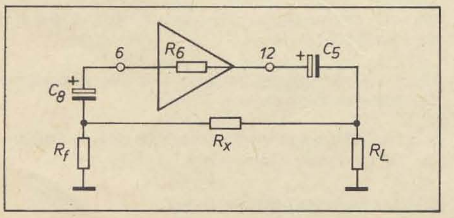


Bild 7: Schaltung zur Einengung der Verstärkungstoleranz

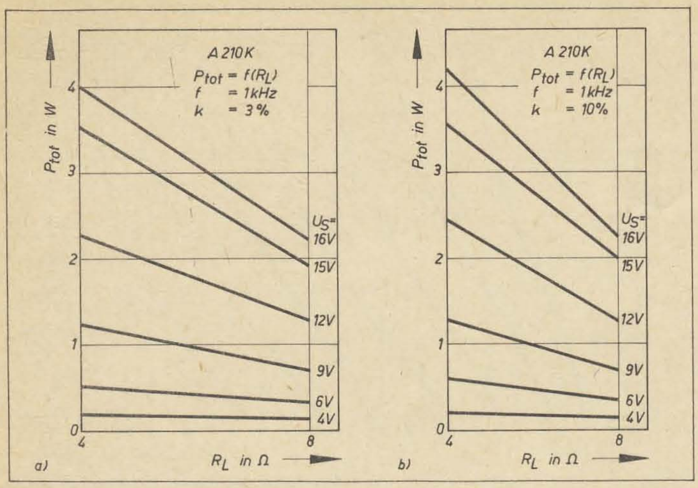


Bild 10: Verlustleistung als Funktion des Lastwiderstandes bei verschiedenen Betriebsspannungen

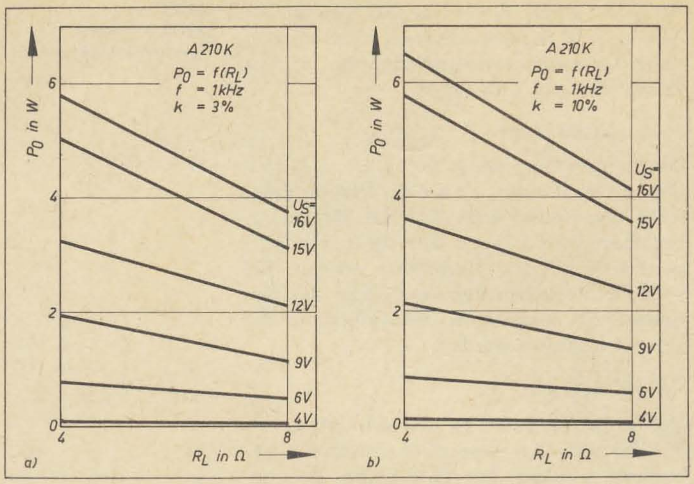


Bild 11: Verlustleistung als Funktion des Ausgangswiderstandes

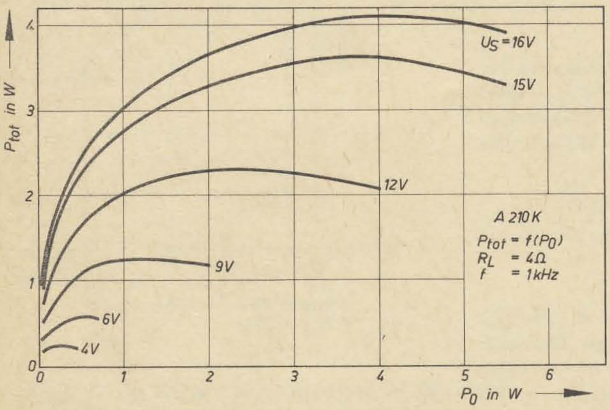


Bild 12: Ausgangsleistung als Funktion des Lastwiderstandes

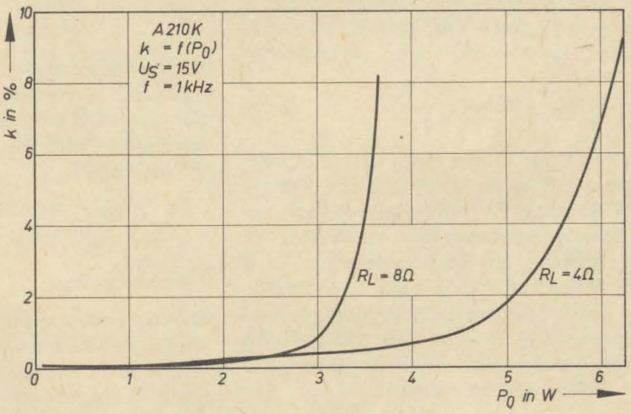


Bild 13: Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsleistung

Lastwiderstand ab. Für eine Betriebsspannung von 15 V und $R_L = 4\,\Omega$ hat der Klirrfaktor im Bereich von $P_0 = 50$ mW...3 W einen Wert von $\approx 0{,}5\,\%$ (s. a. Bild 13). Den Verlauf des Klirrfaktors über der Frequenz veranschaulicht Bild 16.

Brummspannungsunterdrückung

Die Brummspannungsunterdrückung ist das Verhältnis von überlagerter Störspannung auf der Versorgungsleitung zur Störspannung am Ausgang des Verstärkers bei fehlendem Eingangssignal:

$$A_{Br} = 20 \lg \frac{U_{BrS}}{U_{BrO}} \qquad (10)$$

U_{BrS} = Brummspannung auf der Versorgungsspannung
U_{BrO} = Brummspannung am Ausgang des Verstärkers

Die Brummspannungsunterdrückung hängt von der Beschaltung der IS, der Versorgungsspannung, dem Generatorwiderstand, der Ausgangsleistung und dem Schaltungskonzept ab.

Im Bild 17 ist die Abhängigkeit der Brummspannungsunterdrückung von R_8 für verschiedene Siebkondensatoren dargestellt. Mit größer werdender Gegenkopplung wird die Brummspannungsunterdrückung größer.

Im Bild 18 erkennt man deutlich, daß bei R_L gegen Betriebsspannung die Brummspannungsunterdrückung sehr gering ist und ein Maximum aufweist, das von der Betriebsspannung abhängig ist. Diese Schaltung eignet sich auf Grund der geringen Brummspannungsunterdrückung nur für Geräte mit geringer Restwelligkeit der Versorgungsspannung.

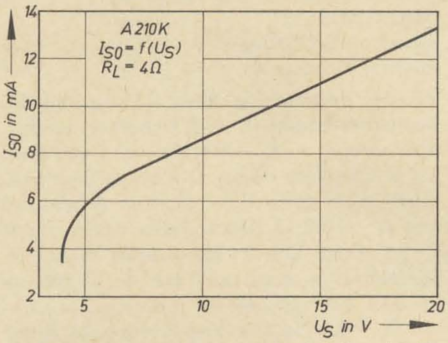


Bild 14: Ruhestromaufnahme als Funktion der Betriebsspannung

Einbau- und Lötvorschriften

Zusätzlich zu den allgemeinen Einbau- und Lötvorschriften für analoge IS im Plastgehäuse gilt für den A 210, daß die Kühlfahnen weder thermisch noch mechanisch belastet werden dürfen. Es ist zulässig, sie innerhalb eines Winkels von −8° zu richten. Ein weiteres Verbiegen aus der Horizontalen ist nicht statthaft. Auf den Kühlfahnen darf nicht gelötet werden.

Frequenzgangkorrektur

In der Praxis ist es oft erforderlich, von einem linearen Frequenzgang des Verstärkers abzuweichen, da je nach vorhandenem Lautsprecher und der Gehäuseausführung zur Erzielung eines linearen Frequenzgan-

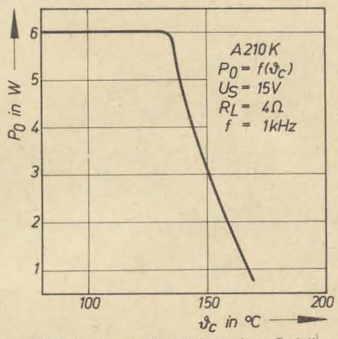


Bild 15: Ausgangsleistung als Funktion der Gehäusetemperatur

Bild 16: Klirrfaktor als Funktion der Frequenz

Bild 17: Brummspannungsunterdrückung als Funktion des Gegenkopplungswiderstandes bei verschiedenen Siebkondensatoren

Bild 18: Brummspannungsunterdrückung als Funktion des Gegenkopplungswiderstandes bei verschiedenen Betriebsspannungen. a) R_L gegen U_S, $C_g = 0$; b) R_L gegen Masse, $C_g = 100\,\mu F$ (oben), $C_g = 22\,\mu F$ (unten)

Bild 19: Schaltung zur Frequenzgangkorrektur

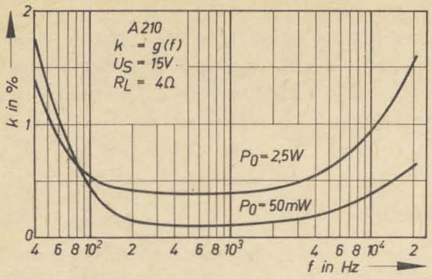
Bild 20: Ubertragungscharakteristik mit Anhebung der unteren Frequenzen

Bild 21: Ubertragungscharakteristik mit Absenkung der mittleren Frequenzen

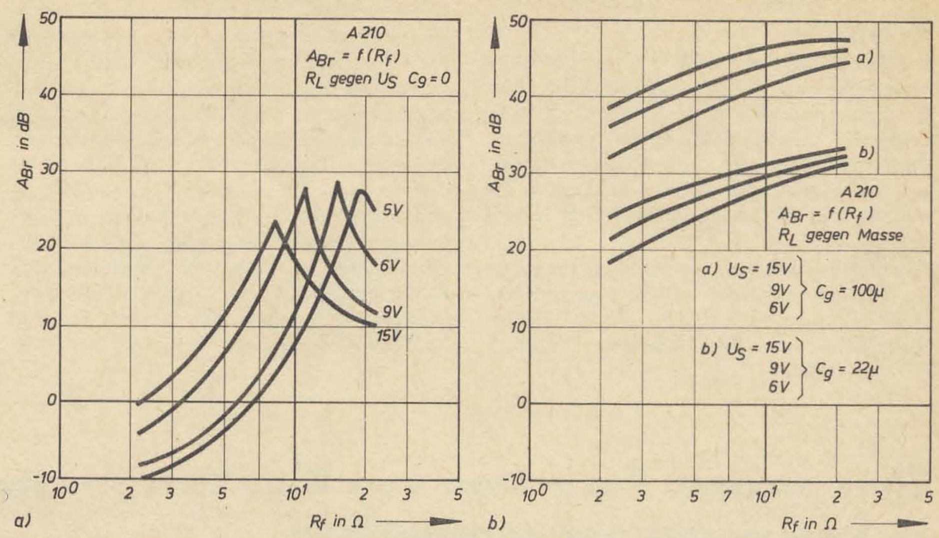
Bild 22: Ubertragungscharakteristik mit Absenkung der oberen Frequenzen

Bild 23: Einfache Klangregelung

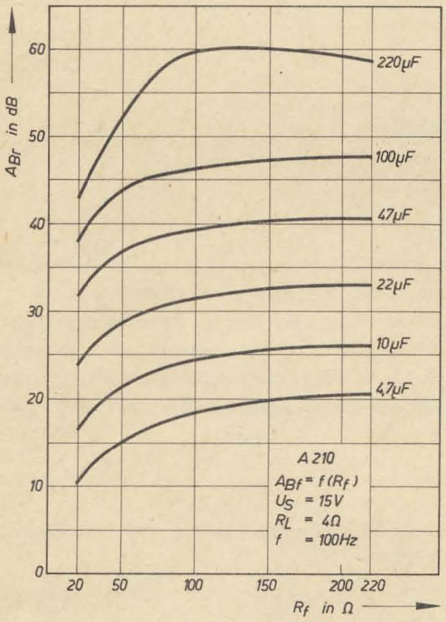
Bild 24: Ubertragungscharakteristik der Schaltung nach Bild 23



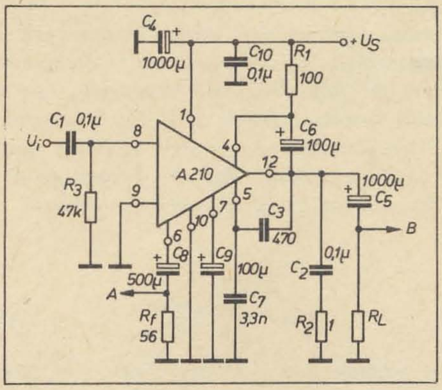
16



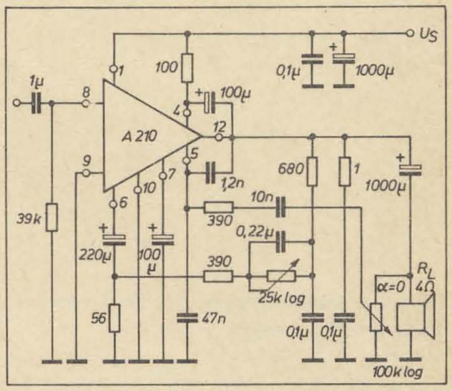
18



17

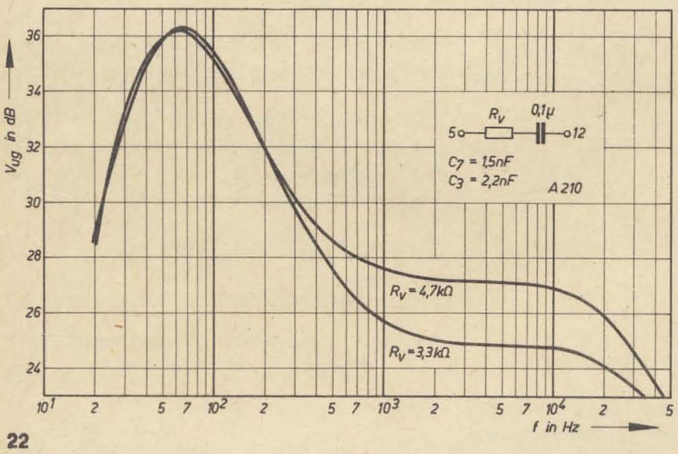


19

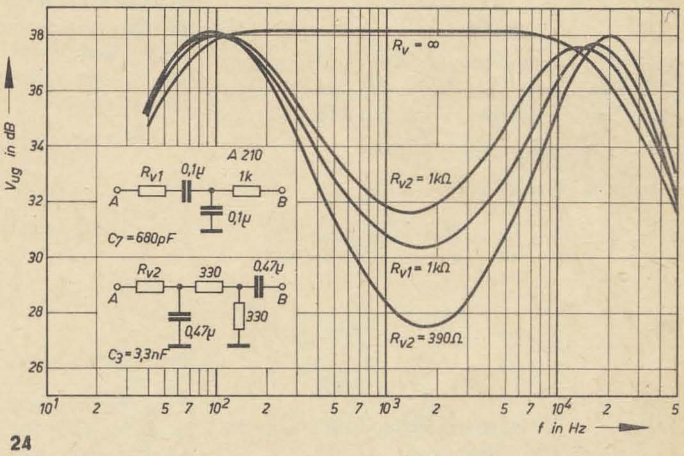


23

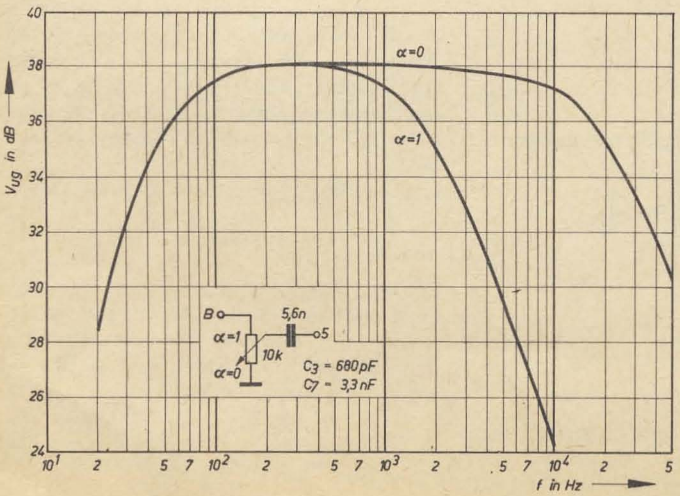
20



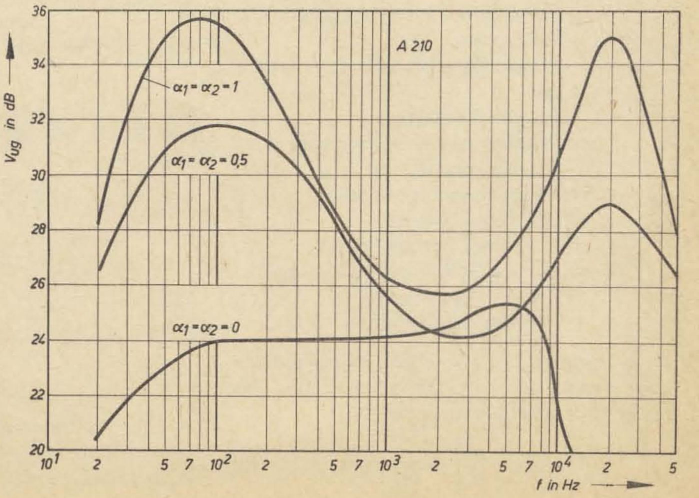
21



22



24



ges des Gerätes eine Frequenzkorrektur notwendig ist.

Im Bild 19 werden durch drei verschiedene Netzwerke im Gegenkopplungskreis Frequenzkorrekturen vorgenommen. Bild 20 zeigt die Anhebung der tiefen Frequenzen. Nach Bild 21 werden die mittleren Frequenzen abgesenkt, und nach Bild 22 wird die Verstärkung für hohe Frequenzen abgesenkt.

Aus der Kombination zweier Frequenzgangkorrekturen ergibt sich eine einfache Klangregelschaltung nach Bild 23, deren Übertragungsbereiche im Bild 24 dargestellt sind.

Äquivalenztypen zum A 210

Die Weiterentwicklung des Schaltkreises A 210 gegenüber dem A 205 beruht nicht nur in der Thermoschutzschaltung, sondern auch in den verbesserten Daten wie maximale Ausgangsleistung, Ausgangsstrom und verbesserte Rauschspannung. Der A 205 ist den international bekannten Typen TBA 810 und MBA 810 A von Tesla Rožnov äquivalent und direkt austauschbar. Zum A 203 ist der TCA 830 äquivalent. Im Gegensatz zum A 203 hat der TCA 830 eine höhere Betriebsspannung von $U_S = 16$ V (anstatt 15 V beim A 203). Der Nachfolger des A 203 ist der A 208 mit Thermoschutzschaltung. Der A 210 ist dem TBA 810 S (ATES), dem MBA 810 S (Tesla Rožnov) bzw. UL 1481 P (Unitra Cemi) äquivalent und direkt austauschbar.

Literatur

[1] Kresse, K.-H.: Integrierter 5-W-NF-Verstärker A 205 D/K. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 9, S. 555–560

[2] Herchner, D.: NF-Leistungsverstärker in integrierter Technik. Funktechnik 30 (1975) H. 11, S. 304–307; H. 13, S. 380 und 381

Thermisches Verhalten von Bipolartransistoren in Referenzspannungsquellen

CLAUS KÜHNEL

Referenzspannungen dienen in analogen integrierten Schaltungen u. a. als Konstante in Übertragungsgleichungen, als Biasspannung, zur Skalierung oder als Vergleichsspannung bei der A-D- bzw. D-A-Wandlung. Aus diesen wenigen genannten Anwendungsfällen wird bereits deutlich, daß der Temperaturkoeffizient dieser Referenzspannungen möglichst vernachlässigbar klein gehalten werden muß. Im folgenden Beitrag sollen anhand der Eigenschaften des pn-Überganges die Temperaturabhängigkeit diskutiert und zwei Anwendungsbeispiele aufgezeigt werden.

Temperaturabhängigkeit der Flußkennlinie eines pn-Überganges

Die Grundlage für die folgenden Betrachtungen bildet die Kennliniengleichung [1]

$$I = I_S \exp\left(\frac{U}{U_T} - 1\right) \qquad (1)$$

mit

$$U_T = kT/q$$

Der Sättigungsstrom I_S wird durch einen Diffusionsanteil I_{ds} und einen Rekombinations-Generationsanteil I_{rgs} gebildet.

$$I_S = I_{ds} + I_{rgs}(U) \qquad (2)$$

Für diese Anteile gilt nach [1]

$$I_{ds} = qA\left(\frac{D_p}{L_p} p_{on} \coth\frac{d_n}{L_p} + \frac{D_n}{L_n} n_{op} \coth\frac{d_p}{L_n}\right) \qquad (3)$$

$$I_{rgs} = q_A \frac{n_i d_s}{\tau_s} \frac{\exp - \frac{U}{2\lambda U_T}}{1 + \exp - \frac{U}{2\lambda U_T}} \qquad (4)$$

$D_{p.n}$ = Diffusionskoeffizient der Löcher bzw. Elektronen
$L_{p.n}$ = Diffusionslänge der Löcher bzw. Elektronen
$d_{p.n}$ = Weite des p- bzw. n-Bahngebietes
q = Elementarladung
A = Fläche des pn-Überganges
n_i = Eigenleitungsdichte
p_{on}, n_{op} = Minoritätsträgerdichte
d_s = Sperrschichtweite
τ_s = effektive Lebensdauer
U = äußere Spannung (angelegte Klemmenspannung)
λ = Korrekturkoeffizient ($\lambda \approx 1$)

Im Erschöpfungsfall sind die Minoritätsträgerdichten gleich der Donatoren- bzw. Akzeptorendichte. Damit gelten

$$n_{op} = \frac{n_i^2}{p_{op}} = \frac{n_i^2}{N_A} \qquad (5)$$

$$p_{on} = \frac{n_i^2}{n_{on}} = \frac{n_i^2}{N_D} \qquad (6)$$

Donatoren- und Akzeptorendichte sind nicht abhängig von der Temperatur, so daß die Temperaturabhängigkeit der Minoritätsträgerdichten durch die Temperaturabhängigkeit der Eigenleitungsdichte bestimmt wird. Mit den effektiven Zustandsdichten in Leitungs- und Valenzband N_C und N_V (die hier nur der Vollständigkeit halber genannt sein sollen) gilt

$$n_i^2 = N_C N_V \exp\left(-\frac{W_g}{kT}\right) \qquad (7)$$

mit

$$N_C N_V = 4\left(\frac{2\pi\sqrt{m_n m_p}\,kT}{h^2}\right)^3 \sim T^3$$

$$n_i^2 \sim T^3 \exp\left(-\frac{W_g}{kT}\right) \qquad (8)$$

W_g = Bandabstand des Halbleiters

Durch Normierung auf eine Bezugstemperatur T_0 folgt für die Temperaturabhängigkeit der Eigenleitungsdichte $n_i(T)$

$$n_i^2(T) = n_i^2(T_0)\left(\frac{T}{T_0}\right)^3 \exp\left[-\frac{W_g}{k}\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right] \qquad (9)$$

Mit Gl. (9) gilt für den Diffusionsstromanteil

$$I_{ds}(T) = qAn_i^2(T)\left(\frac{D_p}{L_p}\frac{1}{N_D}\coth\frac{d_n}{L_p} - \frac{D_n}{L_p}\frac{1}{N_A}\coth\frac{d_p}{L_n}\right) \qquad (10)$$

und

$$I_{ds}(T) = I_{ds}(T_0)\left(\frac{T}{T_0}\right)^3 \exp\left[-\frac{W_g}{k}\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right] \qquad (11)$$

Durch die Temperaturabhängigkeiten von Lebensdauer ($\tau_{p.n} = L^2_{p.n}/D_{p.n}$) und Diffusionskoeffizienten $D_{p.n}$ ($D_{p.n} = kT\mu_{n.p}/q$) wird der Exponent in Gl. (11) modifiziert werden.

$$I_{ds}(T) = I_{ds}(T_0)\left(\frac{T}{T_0}\right)^\nu \exp - \frac{W_g}{k}\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)$$

Nach [1] ist $\nu = 2{,}6 \ldots 3{,}5$. (12)

Der Rekombinations-Generationsanteil nach Gl. (4) klingt exponentiell mit der Spannung U ab. Während dieser Anteil im Sperrbereich eine dominierende Rolle spielt, kann er für große Flußspannungen vernachlässigt werden.

Aus den Gln. (12) und (1) kann für Spannungen $U > 4U_T$ die Abhängigkeit des Flußstromes I von der Spannung U und absoluter Temperatur T angegeben werden.

$$I(T) = I_S(T_0)\left(\frac{T}{T_0}\right)^\nu \exp\frac{W_g}{kT_0} \exp\frac{qU - W_g}{kT} \qquad (13)$$

Werden kleinere Temperaturänderungen um die Bezugstemperatur T_0 vorausgesetzt $\left(\frac{T}{T_0}\right)^\nu \to 1$, kann Gl. (13) vereinfacht geschrieben werden:

$$I(T) = I_S(T_0)\exp\frac{W_g}{kT_0}\exp\frac{qU - W_g}{kT} \qquad (14)$$

Aus Gl. (14) folgt der theoretische Fall, daß Vorzeichen und Betrag des Temperaturkoeffizienten des Flußstromes von der Größe der angelegten Spannung abhängig sind. Bild 1 demonstriert diesen Sachverhalt.

Für $U = W_g/q$ erhält man nach Gl. (14)

$$I = I_S(T_0)\exp\frac{W_g}{kT_0} \neq f(T)$$

Soll zur Referenzspannungserzeugung die Flußkennlinie des pn-Überganges genutzt werden, wird von einer Stromeinspeisung in den Übergang ausgegangen. Aus Gl. (14) erhält man durch Umstellung

$$U(T) = \frac{kT}{q}\ln\frac{I}{I_S(T_0)} + \frac{W_g}{q}\left(1 - \frac{T}{T_0}\right) \qquad (15)$$

I = konst.

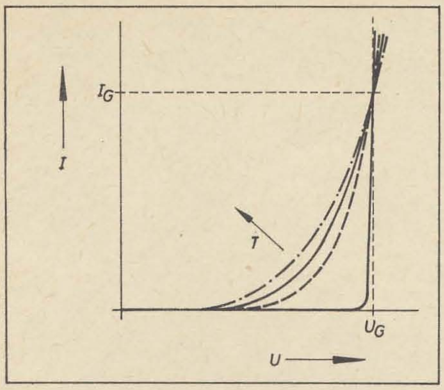


Bild 1: Strom-Spannungs-Kennlinie am pn-Übergang in Abhängigkeit von der Temperatur

Die Änderung der Flußspannung U über der Temperatur T bei konstanter Stromeinspeisung wird durch den Temperaturdurchgriff D_T angegeben.

$$D_T = \left.\frac{\partial U(T)}{\partial T}\right|_{I = \text{konst.}} \quad (16)$$

Aus Gl. (15) folgt mit Gl. (16)

$$D_T = \frac{k}{q} \ln \frac{I}{I_S(T_0)} - \frac{W_g}{qT_0} \approx -2\ldots-3\,\text{mV/K} \quad (17)$$

Aus Gl. (17) folgt, daß der Temperaturdurchgriff D_T schwach stromabhängig ist. Für den speziellen Fall (Stromspeisung) ist diese Eigenschaft ohne Bedeutung.

Zur Kennzeichnung der temperaturabhängigen Flußspannung mit dem nach Gl. (16) definierten Temperaturdurchgriff existieren mehrere Möglichkeiten. Allgemein bekannt ist die Beziehung.

$$U(\vartheta_j) = U(\vartheta_0) + D_T(\vartheta_j - \vartheta_0) \quad (18)$$

Setzt man $U(\vartheta_0) = U(T = 0)$, gilt entsprechend Gl. (15)

$$U(T) = U_G + D_T T \quad (19)$$

mit

$$U_G = \frac{W_g}{q} \quad (20)$$

Gln. (18) und (19) existieren gleichberechtigt und sind in dieser Form in der Literatur zu finden.

Wird der durch den Temperaturdurchgriff bedingte Anteil in geeigneter Weise kompensiert, ist die erzeugte Spannung temperaturkonstant und in ihrer Größe abhängig vom Bandabstand des verwendeten Halbleiters. Dieser Umstand verleiht Schaltungen nach diesem Wirkungsprinzip den Namen „bandgap-reference".

Abschließend soll nochmals auf Gl. (13) hingewiesen werden. Für die an Gl. (13) anschließende Ableitung wurde durch die Bedingung $\left(\frac{T}{T_0}\right)^\nu \to 1$ der Einfluß des Parameters ν unterdrückt. Wird die Größe ν in die Betrachtung einbezogen, erhält man für den Temperaturdurchgriff D_T nach Gl. (16) die Beziehung

$$D_T = \frac{k}{q}\left[\ln \frac{I}{I_S(T_0)} - \nu\left(1 + \ln \frac{T}{T_0}\right)\right] - \frac{W_g}{qT_0} \quad (21)$$

Aus Gl. (21) ist ersichtlich, daß der bauelementetypische Parameter ν mitbestimmend für die Größe des Temperaturdurchgriffes ist. Für diskrete Bauelemente wird dieser Parameter von Bauelement zu Bauelement gewissen Streuungen unterliegen, die bei monolithischen Schaltkreisen reduziert sind.

Widlar-Diode

Als Widlar-Diode wird eine aus drei Transistoren und drei Widerständen bestehende Schaltungskonfiguration bezeichnet [2] [3]. Das Schaltbild der Widlar-Diode ist im Bild 2 angegeben.

Vorteilhaft an dieser Schaltungskonfiguration ist:

- Erzeugung einer Referenzspannung von etwa 1,2 V, wodurch Speisung mit kleinen Betriebsspannungen möglich wird (batteriebetriebene Geräte, 5-V-Standard-Stromversorgung)
- Verwendung von integrierten Standard-Bipolartransistoren
- keine Genauigkeitsforderungen an Widerstandswerte (nur die Genauigkeit der Widerstandsverhältnisse ist von Interesse).

Auf Grund dieser Vorteile wird in vielen analogen integrierten Schaltungen das Prinzip der Widlar-Diode zur Referenzspannungserzeugung ausgenutzt.

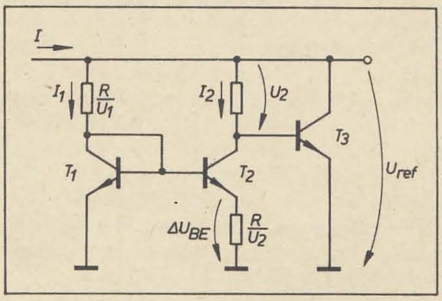


Bild 2: Prinzipschaltbild der Widlar-Diode

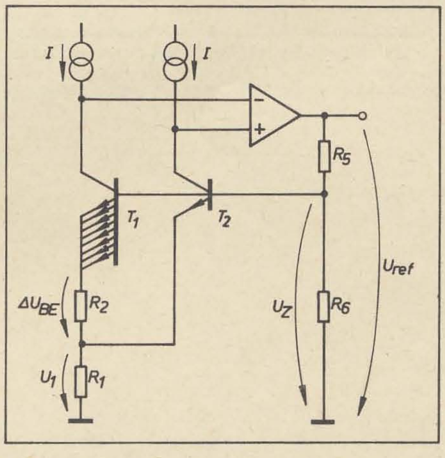


Bild 3: Prinzipschaltbild eines integrierten Referenzspannungsbausteins

Das Funktionsprinzip der Widlar-Diode besteht in der Kompensation des Temperaturdurchgriffes D_T von Transistor T_3 durch die Transistoren T_1 und T_2. Entsprechend Bild 2 gilt näherungsweise:

$$I_1 = n_1 \frac{U_{ref} - U_{BE1}}{R} \quad (22)$$

$$I_2 = \frac{U_{ref} - U_{BE3}}{R} \quad (23)$$

$$\Delta U_{BE} = U_T \ln n_1 \quad (U_{BE1} \approx U_{BE3}) \quad (24)$$

$$\Delta U_{BE} = I_2 R / n_2 \quad (25)$$

$$U_2 = n_2 \Delta U_{BE} \quad (26)$$

Aus den Gln. (26) und (24) folgt

$$U_2 = \frac{kT}{q} n_2 \ln n_1 \quad (27)$$

Temperaturkompensation wird erreicht für

$$-\frac{\partial U_2}{\partial T} = \frac{\partial U_{BE3}}{\partial T} \quad (28)$$

Mit

$$\frac{\partial U_2}{\partial T} = \frac{k}{q} n_2 \ln n_1 = \frac{U_2}{T} \quad (29)$$

und nach Gl. (17), mit $I = I_3$,

$$-\frac{\partial U_{BE3}}{\partial T} = D_T = \frac{U_{BE3}}{T} - \frac{W_g}{qT} \quad (30)$$

gilt

$$-\frac{k}{q} n_2 \ln n_1 = D_T$$

Für die Größe der Referenzspannung folgt mit $U_{ref} = U_2 + U_{BE3}$ aus den Gln. (28) bis (30) die Beziehung

$$U_{ref} = \frac{W_g}{q} \quad (31)$$

Integrierter Referenzspannungsbaustein

Die geschilderte Referenzspannungserzeugung mit bipolaren Transistoren wird auch in Referenzspannungsbausteinen angewendet. Ein Schaltungsbeispiel [4] ist im Bild 3 angegeben. Da der Transistor T_1 die achtfache Emitterfläche gegenüber Transistor T_2 besitzt, gilt bei gleichen Kollektorströmen dieser Transistoren:

$$\Delta U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln 8 \quad (32)$$

Weiter gilt nach Bild 3:

$$U_1 = 2\frac{R_1}{R_2} \Delta U_{BE} \quad (33)$$

$$U_Z = U_1 + U_{BE2} \quad (34)$$

Temperaturkompensation wird erreicht für

$$-\frac{\partial U_1}{\partial T} = \frac{\partial U_{BE2}}{\partial T} \quad (35)$$

$$-2\frac{R_1}{R_2}\frac{k}{q} \ln 8 = D_T \quad (36)$$

Aus Gl. (36) folgt, daß durch gezielte Dimensionierung des Verhältnisses R_1/R_2 der Temperaturkoeffizient minimiert werden kann. Angaben in [4] belegen einen Temperaturkoeffizienten $TK_{U_{ref}} \leq 40 \cdot 10^{-6}\,K^{-1}$. Durch entsprechende Dimensionierung der Widerstände R_5 und R_6 wird die Spannung U_{ref} auf den gewünschten Wert festgelegt.

Berechnung des realen Temperaturkoeffizienten der Widlar-Diode

Der verbleibende Temperaturkoeffizient der Referenzspannung kann, ausgehend von der angegebenen Strategie zur Grobdimensionierung, durch eine exakte Analyse berechnet werden.

Für die Analyse wurde von folgenden Voraussetzungen ausgegangen:

- Beschreibung des Bipolartransistors als spannungsgesteuerte Stromquelle nach der Beziehung
$$I_C = I_S(T) \exp \frac{qU_{BE}}{kT}$$
$(U_{BE} > 4U_T)$
- Vernachlässigung der Basisströme $(I_C/I_B \gg 1)$
- Beschreibung der Temperaturabhängig-

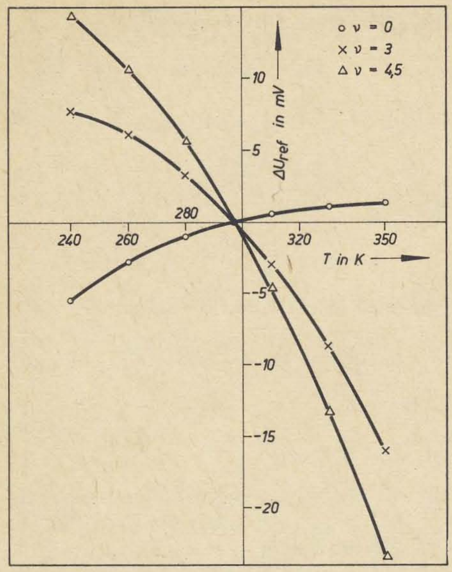


Bild 4: Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung einer Widlar-Diode (I = 1,7 mA)

keit des Sättigungsstromes $I_S(T)$ nach Gl. (12)

- Vernachlässigung des Temperaturkoeffizienten der Widerstände (Berücksichtigung dieses TK im Rechenprogramm prinzipiell möglich).

Aus Bild 2 sind damit folgende Grundgleichungen ablesbar:

$$I = I_1 + I_2 + I_3 \qquad (37)$$

$$I_1 = \frac{U_{ref} - \frac{kT}{q}\ln\frac{I_1}{I_S(T)}}{R}\, n_1 \qquad (38)$$

$$\frac{kT}{q}\ln\frac{I_1}{I_S(T)} = \frac{kT}{q}\ln\frac{I_2}{I_S(T)} + I_2R \qquad (39)$$

$$I_2 = \frac{U_{ref} - \frac{kT}{q}\ln\frac{I_3}{I_S(T)}}{\frac{R}{n_2}} \qquad (40)$$

Aus den Gln. (37) bis (40) kann eine implizite Gleichung für den Strom I_2 angegeben werden:

$$0 = I_2R\left(1 - \frac{1}{n_2} - \frac{1}{n_1}\exp\frac{I_2R}{n_2U_T}\right) + \frac{kT}{q}\ln\frac{I - I_2\left(1 + \exp\frac{I_2R}{n_2U_T}\right)}{I_S(T)}$$

Unter Vorgabe des Stromes I kann durch iterative Berechnung (regula falsi) eine Lösung für I_2 angegeben werden. Die erreichte Referenzspannung U_{ref} wird mit Gl. (12) nach

$$U_{ref}(T) = I_2R + \frac{kT}{q}\ln\frac{I - I_2\left(1 + \exp\frac{I_2R}{n_2U_T}\right)}{I_S(T)} \qquad (41)$$

berechnet. Als Parameter in Gl. (41) wirken die Größe des eingespeisten Stromes I und der bauelementetypischen Größe ν.
Das Iterationsverfahren und die anschließende Berechnung der Referenzspannung in Abhängigkeit von der Temperatur wurde mit einem programmierbaren Tischrechner vorgenommen. Die Bilder 4 bis 6 zeigen die Ergebnisse der geschilderten Berechnungen. Deutlich ablesbar ist der Einfluß des Parameters ν. Zum Vergleich ist jeweils die Kurve für $\nu = 0$ mit angegeben. Die Variation des eingespeisten Stromes I bewirkt eine Drehung der Kurven um die Bezugstemperatur T_0. Eine Minimierung des verbleibenden Temperaturkoeffizienten läßt sich durch gezielte Änderung der Verhältnisse n_1 bzw. n_2 (Anpassung an den konkreten ν-Wert) erreichen.

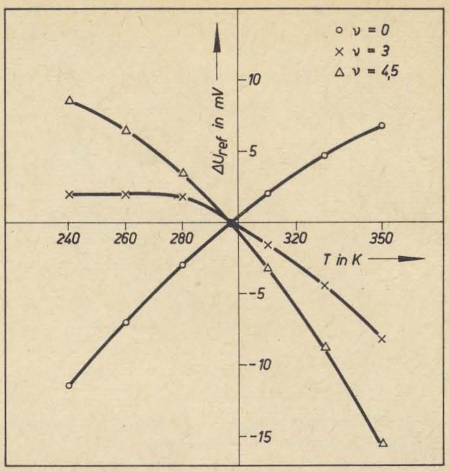


Bild 5: Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung einer Widlar-Diode (I = 2,1 mA)

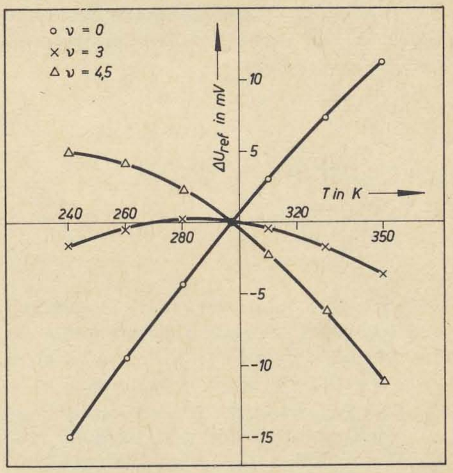


Bild 6: Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung einer Widlar-Diode (I = 2,5 mA)

Literatur

[1] Möschwitzer, A.; Lunze, K.: Halbleiterelektronik (Lehrbuch). Berlin: VEB Verlag Technik 1973

[2] Johnson, K. C.: Unfamiliar forms of temperature compensated voltage reference. Wireless World 82 (1976) July, S. 43 und 44

[3] Kühne, H.: Temperaturstabile Spannungsreferenzelemente. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 2, S. 79–81

[4] Low cost voltage reference for analog circuits. Analog Dialogue 8 (1974) H. 2, S. 12

Suchen dringend zur Ausstattung unserer Werkstatt:

Zweistrahloszillograf
Service-Oszillograf EO 174
Frequenzzähler bis 10 MHz
Digitalvoltmeter

Angebote bitte an

VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin
Abteilung LO

1035 Berlin, Mainzer Str. 25
Tel.: 589 29 38

Ing. für Elektronik

übern. Bau u. Sonderanfertigung von elektron. Geräten u. Baugruppen f. Betriebe u. Institutionen sowie Fertigung von LP nach Ihren Vorlagen od. aus Zeitschriften.

Joachim Berg, 1197 Berlin, Haeckelstr. 17

Rundfunkmeister

sucht neuen Wirkungskreis bzw. Übernahme einer Reparaturwerkstatt.

Zuschr. an
767 721 DEWAG, 9500 Zwickau

Achtung! Antennen-Montage-Betriebe:

Verkaufe 2 000...3 000 m Koax-Kabel (75 B) und f. TAV 2001 div. Verstärkereinsätze Kopexrohr / 2teilige Antennen-Masten sowie Stereo-Weichen + SK 1/3 und einen Nachlaufempfänger.

Zuschriften an **TK 5850 DEWAG, 1054 Berlin**

Dipl.-Ing. HORST JUNGNICKEL

9.2. Grundschaltungen mit Festspannungsreglern

Bild 65 zeigt die prinzipielle Beschaltung eines integrierten Festspannungsreglers. Externe Bauelemente sind kaum erforderlich. Der Kondensator am Ausgang könnte entfallen, er verbessert jedoch das Verhalten des Reglers bei Lastschwankungen. Seine Kapazität darf 1...2,2 μF nicht überschreiten! Es ist darauf zu achten, daß keine Verbraucher mit größerer Kapazität angeschlossen werden, weil es beim Abschalten des Reglers zu dessen Zerstörung kommen kann, da sich die Kondensatoren über den Regler entladen. Eine Diode zwischen Eingang und Ausgang kann als Schutz nützlich sein. Diese verhindert auch bei einem eingangsseitigen Kurzschluß der IS bei beispielsweise getrennter Unterbringung von Gleichrichter und Ladekondensator deren Zerstörung.

Integrierte Festspannungsregler sind empfindlich gegen Überspannungsspitzen aus dem Netz. Von einigen Herstellern werden dazu Varistoren auf der Primär- oder Sekundärseite des Netztransformators empfohlen. Wenn der Regler mit induktiver Last arbeitet, so ist ausgangsseitig eine Diode (SZ 600/ . . .) erforderlich. Festspannungsregler neigen zu Schwingungen, wenn sie nicht unmittelbar am Ladekondensator untergebracht sind. Abhilfe schafft hier ein Eingangskondensator von 0,1...2,2 μF, der unmittelbar an die Eingangsklemmen der IS angeschlossen wird. Tantal-, Metall-Papier- oder keramische Kondensatoren sind dabei vorteilhaft. Beim Verdrahten dürfen keine Masseschleifen auftreten. Als günstigster Massepunkt ist der Masseanschluß am Ladekondensator anzusehen.

Da bei der IS MA 78xx der Masseanschluß am Gehäuse liegt, ergeben sich gute Montagebedingungen. Es muß auf eine sorgfältige Befestigung der IS auf dem Kühlkörper geachtet werden. Wärmestau im oder am Gehäuse kann die Wärmeschutzschaltung schon zum Ansprechen bringen. Durch Verwendung von Kontaktfett oder Wärmeleitpaste (z. B. Silikonfett NP 12, VEB Chemiewerk Nünchritz), mit der die Kontaktflächen dünn (!) bestrichen werden, läßt sich der Montagewärmewiderstand verringern und das Eindringen von Feuchtigkeit in die Kontaktstelle verhindern. Eine feste Verschraubung (Drehmoment 0,4...0,6 Nm) wird dabei vorausgesetzt.

Netztransformator, Gleichrichter und Ladekondensator müssen so dimensioniert sein, daß bei der kleinsten vorgesehenen Netzspannung und maximalem Laststrom die geforderten Mindesteingangsspannungen anliegen. Bei der höchsten vorkommenden Netzspannung und Leerlauf dürfen die maximalen Eingangsspannungen nicht überschritten werden. Zu beachten ist, daß die Brummspannung als Bestandteil der Eingangsspannung auftritt. Ein zu kleiner Ladekondensator C_L führt zu einer zusätzlichen Belastung des Reglers und zu einer Verringerung des Wirkungsgrades. Für $U_a = 5$ V und $I_a = 1$ A sind Werte $C_L = 1\,000...2\,200$ μF ausreichend. Diese Größe stellt auch für die allgemein verwendeten 1-A-Dioden einen Grenzwert dar. Mit der Sicherstellung dieser Werte, einschließlich eines Kühlkörpers, ist die gesamte Schaltungsdimensionierung abgeschlossen.

Wenn kein Festspannungsregler für negative Ausgangsspannungen zur Verfügung steht, kann eine Schaltung nach Bild 66 angewendet werden. Es muß aber berücksichtigt werden, daß der Kühlkörper oder die IS isoliert zu montieren sind. Wenn kein galvanisch getrennter Eingang existiert, läßt sich mit Hilfe der Schaltung nach Bild 67 auch aus bipolaren Quellen eine negative Ausgangsspannung gewinnen.

Wie auch bei Festspannungsreglern eine Erhöhung des Ausgangsstromes durch externe Leistungstransistoren möglich ist, zeigt Bild 68. In dieser Schaltung wurde ein zusätzlicher pnp-Transistor (z. B. KD 615 bis KD 617, Tesla) verwendet. Bei einem entsprechenden Strom durch den Widerstand wird

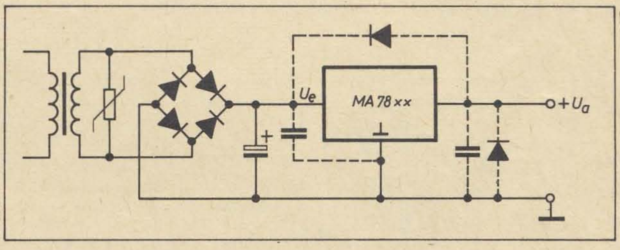


Bild 65: Grundschaltung

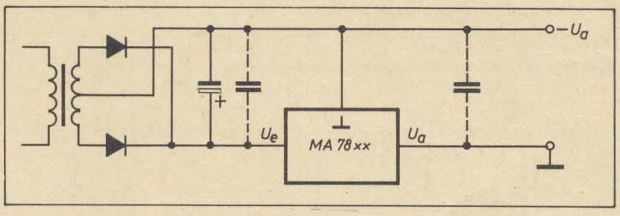


Bild 66: Schaltung für negative Ausgangsspannung

Tafel 13: Technische Daten der Festspannungsregler MA 78xx

	MA 7805	MA 7812	MA 7815	MA 7824
Inkonstanz der Ausgangsspannung in mV bei Änderung von U_e ($I_a = 0{,}5$ A)	< 100 bei $U_e = 7...25$ V	< 240 bei $U_e = 14{,}5...30$ V	< 300 bei $U_e = 17{,}5...30$ V	< 400 bei $U_e = 27... 38$ V
Abfallspannung $(U_e - U_a)_{min}$ in V	2	2	2	2
Eingangsspannung $U_{e\,max}$ in V	35	35	35	40
Ruhestrom I_0 in mA bei $\vartheta_a = 25$ °C	4,2	4,3	4,4	4,6
Ausgangswiderstand in mΩ bei 1 kHz	17	18	19	28
Brummunterdrückung in dB bei f = 100 Hz	78	71	70	66
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung in mV/K	−1,1	−1	−1	−1,5
Langzeitinstabilität der Ausgangsspannung in mV	< 20	< 48	< 60	< 96
Inkonstanz der Ausgangsspannung in mV bei Laständerung ($I_a = 250...750$ mA)	< 50	< 120	< 75	< 240
Ausgangsspannung U_a in V bei $I_a = 0{,}5$ A	4,8...5,2 bei $U_e = 10$ V	11,5...12,5 bei $U_e = 19$ V	14,4...15,6 bei $U_e = 23$ V	23...25 bei $U_e = 33$ V

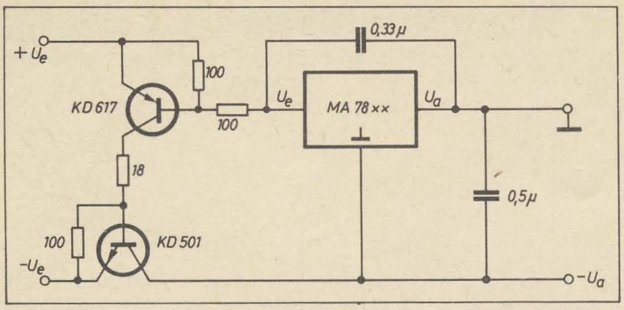


Bild 67: Schaltung für negative Ausgangsspannung mit externer Beschaltung

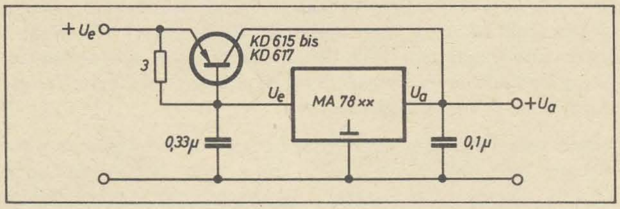


Bild 68: Schaltung mit externem pnp-Transistor

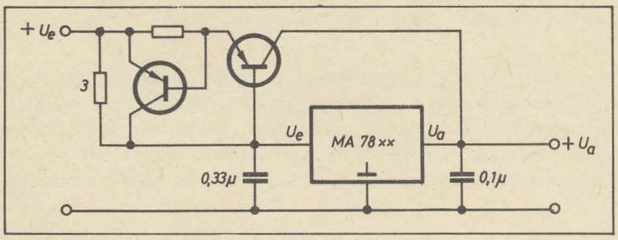


Bild 69: Kurzschlußschutz für die Schaltung nach Bild 68

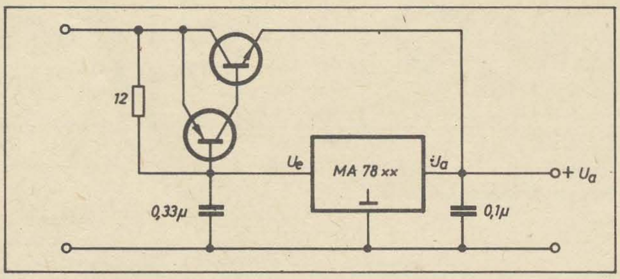


Bild 70: Schaltung mit externem npn-Transistor

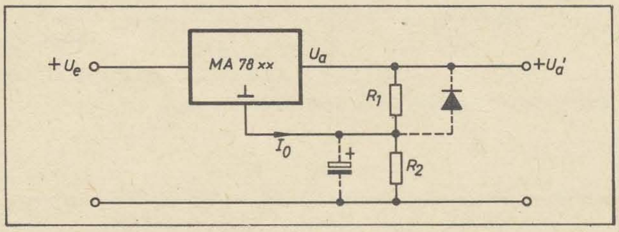


Bild 71: Schaltungen für beliebige Ausgangsspannungen

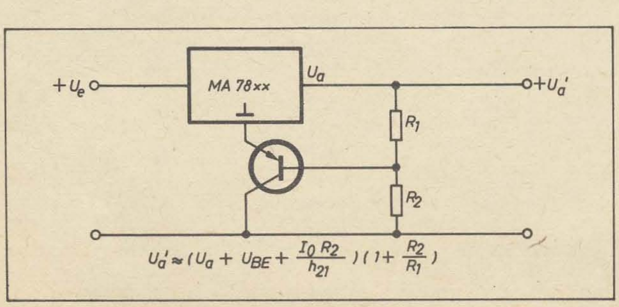


Bild 72: Verbesserung der Schaltung nach Bild 71

der Transistor leitend und übernimmt den zusätzlichen Strom. Wie diese Schaltung gegen Kurzschluß geschützt werden kann, ist im Bild 69 dargestellt. Es ist auch eine Beschaltung mit einem npn-Transistor möglich (Bild 70). Hier werden die Typen KD 501 bis KD 503 oder 2N 3055 und zur Ansteuerung der KFY 18 empfohlen.

Festspannungsregler erlauben auch die Stabilisierung von Ausgangsspannungen außerhalb der typischen Werte. Bild 71 zeigt eine Möglichkeit. Mit zwei zusätzlichen Widerständen lassen sich beliebige Ausgangsspannungen ($U_{e\,max}$ — 2 V) einstellen. Die Dimensionierung erfolgt nach der Beziehung

$$U_a' \approx U_a\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)+I_0R_2$$

Mit $R_1 = 82\,\Omega$ und $R_2 = 130\,\Omega$ wird $U_a \approx 9$ V. Die Widerstände sollten niederohmig sein und möglichst geringe Toleranzen haben (Metallschicht o. ä.). Zur besseren Brummunterdrückung ist parallel zu R_2 ein Kondensator (max. 10 µF) möglich. Damit sich der Kondensator bei einem ausgangsseitigen Kurzschluß nicht über den Regler entladen kann, ist eine Schutzdiode erforderlich. Im allgemeinen können Kondensator und damit auch die Diode entfallen. Um Spannungsabfälle auf der Leitung zu eliminieren, kann der Spannungsteiler R_1, R_2 auch beim Verbraucher untergebracht werden. Die Eigenschaften der Schaltung nach Bild 71 lassen sich durch einen zusätzlichen Transistor noch verbessern (Bild 72).

Mit Festspannungsreglern lassen sich sehr einfache Schaltungen für veränderliche Ausgangsspannungen realisieren. Für den Bereich von etwa 7...30 V zeigt Bild 73 eine geeignete Schaltung. Der Operationsverstärker MAA 741 trennt die eingestellte Spannung an R_2 vom Ruhestrom des Reglers. Dadurch lassen sich Rückwirkungen stark reduzieren. Mit einer Hilfsspannung von etwa —6 V kann, wie Bild 74 zeigt, ein Ausgangsspannungsbereich von 0,5...7 V erreicht werden. (Diese Hilfsspannung läßt sich meist noch aus der vorhandenen Sekundärwicklung des Transformators gewinnen, s. Beispiele in den Bildern 14 und 58.)

Die Schaltung nach Bild 75 dient zur gleichzeitigen Stabilisierung von positiven und negativen Ausgangsspannungen. Der Operationsverstärker MAA 741 arbeitet hier als Inverter und regelt die negative Ausgangsspannung immer auf den Wert, der am Abgriff zwischen R_1 und R_2 steht.

$$-U_a \approx -\frac{R_2}{R_1}U_a$$

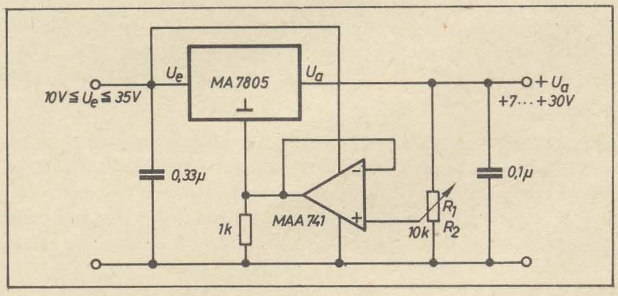


Bild 73: Schaltung für U_a = 7...30 V

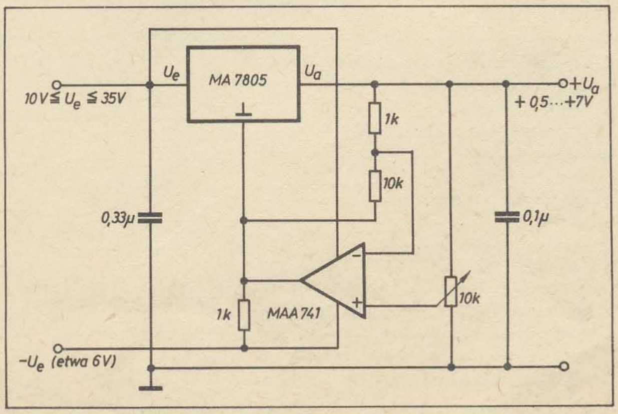


Bild 74: Schaltung für U_a = 0,5...7 V

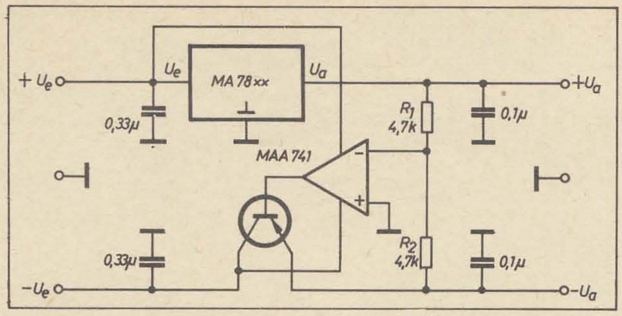


Bild 75: Schaltung für positive und negative Ausgangsspannungen

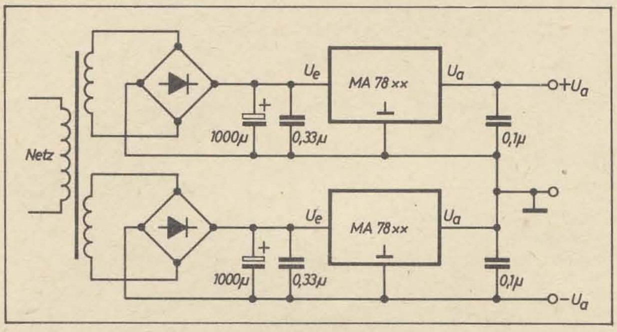


Bild 76: Schaltung für positive und negative Ausgangsspannungen mit zwei MA 78xx

In Abhängigkeit von R_1 und R_2 lassen sich unterschiedliche Werte für die positive und negative Ausgangsspannung einstellen. Zu beachten ist, daß die negative Spannung einer Änderung der positiven Spannung in umgekehrter Richtung folgt. Eine Änderung der negativen Spannung hat dagegen keinen Einfluß auf die positive Spannung. Ein anderes Beispiel zur Bereitstellung von positiven und negativen Spannungen ist im Bild 76 dargestellt. Der Aufwand bleibt auch hier noch in vertretbaren Grenzen.

9.3. Tendenzen

Auch bei den integrierten Festspannungsreglern sind noch Weiterentwicklungen zu erwarten. Höhere Ausgangsleistungen, geringere Toleranzen in einem großen Temperaturbereich und geringere Spannungsdifferenzen $U_e - U_a$ (hier gehören 1,6 V bei 3 A und 1,8 V bei 5 A bereits zum Stand der Technik) werden angestrebt. Von einigen Herstellern werden sogenannte Brückenregler angeboten. Das sind integrierte Festspannungsregler (Hybridregler) mit integrierter Vollweg-Diodenbrücke. Bild 77 zeigt ein Beispiel. Der Typ SH 1705 von Fairchild, der nach diesem Prinzip arbeitet, liefert 5 V bei 5 A. Als Gehäuse dient eine TO-3-Variante mit vier Anschlußstiften.

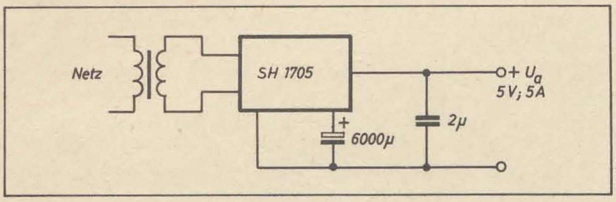


Bild 77: Prinzip eines Brückenreglers

Stromversorgungsschaltungen mit Festspannungsreglern gestatten technologisch besonders günstige Lösungen. Beispielsweise kann eine zentrale Rohstromversorgung, bestehend aus Transformator, Gleichrichter und Ladekondensator, einzelne Baugruppen oder größere Leiterplatten versorgen, die mit integrierten Festspannungsreglern versehen sind. Besonders bei größeren TTL-Systemen ergeben sich weniger Probleme mit Störungen durch die Stromversorgung. Die Zuverlässigkeit gegenüber anderen Lösungen ist höher.

10. Schaltregler mit Netztransformator

Noch vor wenigen Jahren wurden Schaltregler als ideale Lösung für Stromversorgungen angesehen. Bedingt durch den Bauelementeaufwand, erfolgte die Einführung jedoch nur zögernd. Gegenwärtig sind diese Schaltungen nur noch für spezielle Anwendungen sinnvoll:

- bei Ausgangsspannungen unter 12 V für Ströme über 10 A
- bei Ausgangsspannungen von 12...30 V für Ströme über 1 A
- bei höheren Ausgangsspannungen auch für kleinere Ströme.

Wie bei den vorher behandelten Stromversorgungen lassen sich auch hier keine absoluten Auswahlkriterien angeben. Der konkrete Einsatzfall entscheidet über die Technologie der Stromversorgung.
Schaltregler können auf Grund der vorhandenen Zeitkonstanten (Drosselinduktivität) nur bedingt auf schnelle Laständerungen reagieren. Sie sind deshalb bevorzugt für annähernd konstante Belastung einzusetzen. Es muß beachtet werden, daß Schaltregler vom Prinzip her nicht leerlauffest sind.
Von entscheidendem Vorteil ist der große Eingangsspannungsbereich. Moderne Schaltregler arbeiten im Netzspannungsbereich von 110...220 V (einschließlich der Toleranzen) ohne primärseitige Umschaltung des Transformators. Eine Änderung der Netzfrequenz ist ohne Einfluß, sofern der Netztransformator entsprechend dimensioniert wird.
Schaltregler mit Netztransformator sind zur Rohspannungserzeugung bei großen Leistungen sinnvoll. Nachgeschaltete, stetig geregelte Varianten mit IS oder Festspannungsregler stellen die stabilisierten Spannungen zur Verfügung.

10.1. Funktion

Bild 78 zeigt die prinzipielle Anordnung eines Schaltreglers. Durch eine Ansteuerschaltung wird bewirkt, daß der Transistor periodisch ein- und ausschaltet. Im Ein-Zustand wird in der Drossel und im Kondensator Energie gespeichert. Die Diode, die als Freilaufdiode bezeichnet wird, ist gesperrt. Nach dem Abschalten (Aus-Zustand) wird die Diode leitend, und die gespeicherte Energie kann im sekundären Kreis über den Lastwiderstand verbraucht werden.

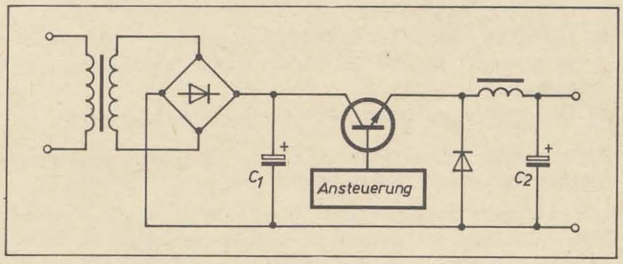


Bild 78: Prinzip eines Schaltreglers

Durch Variation der Ein- und Aus-Zeiten, das entspricht einer Veränderung des Tastverhältnisses, läßt sich die Amplitude der Ausgangsspannung verändern. Die Ansteuerschaltung beinhaltet somit einen Pulsbreitenmodulator (bei konstanter Taktfrequenz) oder einen Pulsfrequenzmodulator (bei konstantem Tastverhältnis). Beide Modulatorarten werden in praktischen Schaltungen verwendet, wobei sich eine Pulsfrequenzmodulation einfacher realisieren läßt. Durch die ständigen Frequenzänderungen wird die Entstörung einer Schaltung mit Pulsfrequenzmodulation aufwendiger.
Die vorgestellte Prinzipschaltung ist die gebräuchlichste Schaltung. Es sind noch andere Anordnungen bekannt; da diese aber kaum praktische Bedeutung haben bzw. nur für spezielle Aufgaben sinnvoll sind, sollen sie hier nicht weiter behandelt werden. Die folgenden Ausführungen beziehen sich auf die Schaltung nach Bild 78.
Wegen des Schaltprinzips sind Transistoren mit kleinen Schaltzeiten und niedriger Sättigungsspannung $U_{CE\,sat}$ zu bevorzugen. Die weitere Auswahl richtet sich nach den erforderlichen Werten für I_C, U_{CE} und der Verlustleistung. Die in der Tafel 1 aufgeführten Typen sind sämtlich für den Schaltbetrieb geeignet.

An die Freilaufdiode werden hohe Anforderungen gestellt. Diese muß den vollen Strom führen können (I_a) und dabei Sperrerholzeiten unter 300 ns aufweisen. Je kleiner diese Zeiten sind, desto geringer sind die Verluste. Erwünscht ist weiterhin ein „weiches“ Abschaltverhalten der Diode (soft recovery) zur Vermeidung von HF-Schwingungen.

Wichtigstes Bauelement ist die Speicherdrossel. Während der Sperrphase des Transistors wird vom Magnetfeld-Arbeitsinhalt der Drossel der Verbraucher gespeist. Die Speicherwirkung des Kondensators ist im allgemeinen von untergeordneter Bedeutung. Er dient im wesentlichen zur Glättung der Spannungsschwankungen. Bild 79 zeigt den prinzipiellen Verlauf der Spannungen.

Ein wichtiges Merkmal geschalteter Regler ist das Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung. Aus der Beziehung

$$U_e I_e \approx U_a I_a \text{ (ohne Verluste)}$$

ist der Zusammenhang erkennbar. Vom Prinzip her kann U_e beliebig größer als U_a sein. Die Vorteile großer Eingangsspannungen sind:

- Konstantes Tastverhältnis t_{ein}/T bei sich ändernder Eingangsspannung. Das Tastverhältnis schwankt bei kleinen Eingangsspannungen sehr stark. Die Abhängigkeit wird durch folgende Beziehung ausgedrückt:

  $$\frac{t_{ein}}{T} = \frac{U_a}{U_e - U_a}$$

  Natürlich gilt diese Form nur für ideale (verlustfreie) Verhältnisse.
- Der Wirkungsgrad des Netzgleichrichters wird spürbar besser. Höhere Eingangsspannungen bewirken kleinere Eingangsströme. Da die Flußspannung moderner Dioden von der Belastung relativ unabhängig ist, wird der prozentuale Anteil U_F von der Betriebsspannung bei hohen Eingangsspannungen kleiner. Eine Verdopplung von U_e senkt die Gleichrichterverluste um etwa die Hälfte.
- Wie beim Gleichrichter werden auch die Durchlaßverluste des Transistors geringer.

Zu große Eingangsspannungen sind aber auch mit Nachteilen verbunden:

- Die Einschalt- und Sperrverluste von Transistor und Freilaufdiode nehmen zu.
- Transistor und Freilaufdiode müssen die erforderliche Spannungsfestigkeit aufweisen und sind demzufolge teurer.
- Die Ansteuerschaltung wird komplizierter.

Als günstiger Kompromiß hat sich in der Praxis ein Verhältnis von $U_e/U_a \approx 3...6$ bewährt.

Der Ladekondensator kann gegenüber stetig geregelten Stromversorgungen wesentlich kleiner ausfallen. Im Prinzip würde auch eine Einweggleichrichtung genügen. Damit die Störspannungen nicht zu hoch werden, sind Gegentakt- oder Brückengleichrichter vorteilhaft. Die Schaltfrequenzen liegen oberhalb des Hörbereiches (> 16 kHz). Die obere Grenze wird durch die Bauelemente bestimmt. Mit steigender Frequenz nehmen die Umschaltverluste in Transistor und Freilaufdiode stark zu. In der Praxis hat sich deshalb ein Bereich von etwa 18...25 kHz durchgesetzt.

Von entscheidender Bedeutung für das Verhalten von Schaltreglern ist die Induktivität der Drossel. Bild 80 zeigt die Drosselstromverläufe bei verschiedenen Betriebszuständen.

Im Normalbetrieb (Bild 80a) ist der Ausgangsstrom größer als der Mindeststrom I_{min}. Wird I_{min} unterschritten, so setzt der kontinuierliche Strom durch die Drossel aus (lückender Betrieb). Bild 80b zeigt den Grenzfall, der Ausgangsstrom ist gleich I_{min}. Liegt der Ausgangsstrom unter dem Minimalstrom, wie Bild 80c zeigt, ist die Drosselinduktivität zu klein. Die Drosselinduktivität muß so gewählt werden, daß im vorgesehenen Ausgangsstrombereich kein unterbrochener Stromfluß auftritt. Aus Bild 80 läßt sich ein Bezugswert für die Dimensionierung der Drossel ableiten:

$$L_{min} = \frac{U_a(1 - v_{T\,min})T}{2 I_{a\,max}}$$

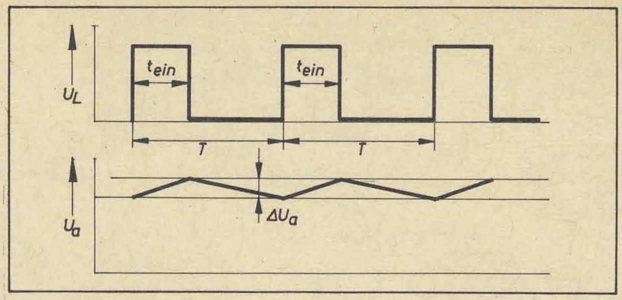


Bild 79: Spannungsverläufe

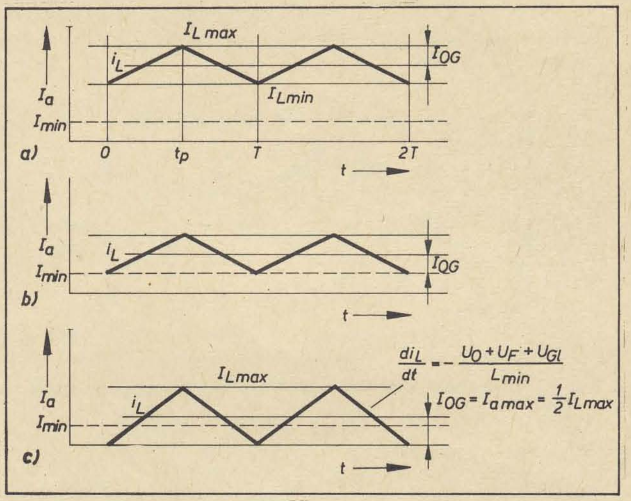


Bild 80: Drosselstromverläufe. a) $I_a > I_{min}$; b) $I_a = I_{min}$; c) $I_a < I_{min}$

In der Literatur sind umfangreiche Berechnungsmethoden für die Drosselinduktivität angegeben. Für praktische Anwendungen sind diese Methoden aber zu aufwendig und vor allem auch nur annähernd genau, da die erforderlichen Ausgangswerte meist nicht in exakter Form vorliegen. Zahlreiche Annahmen machen viele Berechnungen fragwürdig. Von grundlegender Bedeutung für die Arbeitsweise von Schaltreglern ist die Beziehung

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{t_{ein}}{T}$$

Auf eine Ableitung wird hier verzichtet. Die Regelschaltung muß entsprechend dieser Beziehung nur dafür sorgen, daß der Schalttransistor mit einem Tastverhältnis t_{ein}/T angesteuert wird, das für die Spannungsteilung erforderlich ist. Die Induktivität der Drossel ist dabei ohne Einfluß. Zur Kompensation der zur Wechselmagnetisierung erforderlichen Stromschwankungen dient der Ausgangskondensator.

Die Stabilisierung der Ausgangsspannung erfolgt durch Verändern des Tastverhältnisses (oder der Pulsfolgefrequenz). Dazu wird ein Teil der Ausgangsspannung in bekannter Weise mit einer Referenzspannung verglichen. Die Abweichung steuert einen Impulsbreitenmodulator (oder den Taktgeber), der die Stellgröße – das entspricht einer Änderung des Tastverhältnisses an der Basis des Schalttransistors – erzeugt.

Bisher wurde bei der Dimensionierung der Drossel nur eine minimale Induktivität erwähnt. Der kritische Betriebsfall ist der Fall des Leerlaufes des Schaltreglers bzw. der einer sehr geringen Belastung. In diesem Falle wird die Drossel unwirksam. Die am Kondensator C_2 liegende Spannung, die der Ausgangsspannung entspricht, wird gleich der Eingangsspannung, auch wenn der Schalttransistor nur sehr kurz einschaltet. Die zu versorgende Schaltung ist dabei stark gefährdet. Dieser Zustand kann theoretisch nur durch eine unendlich große Induktivität der Drossel beseitigt werden. Eine zu große Induktivität reduziert aber die Regelgeschwindigkeit. Es ergibt sich daraus, daß Schaltregler nur für annähernd konstante Last einen sicheren Betrieb gewährleisten. Ein Kompromiß ist eine Vorlast. Diese setzt aber den Wirkungsgrad herab.

Wird fortgesetzt

Service- und Amateurinformationen (73)

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Steratrans R 230-00 und R 230-10

Teil 1

Im folgenden veröffentlichen wir als Ergänzung zu unserer Gerätebeschreibung mit Stromlaufplan auf den Seiten 423 bis 426 die Servicehinweise für den Steratrans R 230-00 und R 230-10.

Steratrans R 230-00

1. Prüfung des Netzteiles

Bei der Netzteilprüfung soll die Netzspannung gleich der Nennspannung $U_N = 220\,V \pm 2\,\%$ sein.

1.1. Leerlaufstromaufnahme

Der Primärstrom des Netztransformators (Leerlauf) darf maximal 25 mA betragen.

1.2. Ausgangsspannung

Im Leerlauf darf die Ausgangsspannung des Netzteiles bei 220 V max. 17,5 V betragen. Um die Nennausgangsleistung zu gewährleisten, darf bei einem Laststrom von 500 mA die Ausgangsspannung nicht unter 12,5 V sinken.

1.3. Innenwiderstand des Netzteiles

Die Bestimmung des Innenwiderstandes erfolgt nach der Gleichung

$$R = \frac{U_{B(100mA)} - U_{B(200mA)}}{100\,mA}$$

Der Innenwiderstand soll nicht größer als 12 Ω beim Netzteil für 220 V sein.

1.4. Brummspannung

Die Brummspannung am Netzteilausgang darf bei einem Laststrom von 100 mA nicht größer als 150 mV sein.

Isolationsfestigkeit

Die Prüfung der Isolationsfestigkeit erfolgt nach TGL 200-7045.

2. Prüfung des Empfängers und Grenzwerte

Die Einspeisung der Betriebsspannung erfolgt über die Anschlußpunkte M 34 und M 35. Alle Spannungen und Ströme sind dem Stromlaufplan (S. 424 und 425) zu entnehmen. Die Spannungen sind mit einem Voltmeter ($R_i \geq 100\,k\Omega/V$) und die Ströme mit einem EAW-Instrument zu messen. Alle Messungen werden mit einem Lautsprecherwiderstand an 4 Ω vorgenommen. Ausnahmen werden aufgeführt.

2.1. NF-Prüfung – Grenzwerte

2.1.1. Allgemeines

Die bei Netzbetrieb stabilisierte Spannung über C_{61} muß 9,1 V ± 5 % betragen. R_{52} ist bei allen NF-Messungen voll aufzudrehen. Klangsteller auf Maximum.

2.1.2. Einspeisung des NF-Signals

Ein Tongenerator ist an den Punkt M 18 (Tastenstellung TA/TB) und Masse M 23 anzuschließen. Das Prüfgerät muß so aufgebaut sein, daß es folgende Messungen erlaubt:

a) Messung der NF-Empfindlichkeit
b) Messung der Ausgangsleistung bei einem Klirrfaktor k = 10 %.

Die Grenzwerte sind den folgenden Punkten zu entnehmen.

2.1.3. Empfindlichkeit

$U_e \leq 10\,mV$, $P_a = 50\,mW$
($U_a = 0{,}45\,V$ Messung mit NF-Vorstufe)

2.1.4. NF-Ausgangsleistung

Meßfrequenz 1 000 Hz	Grenzwert	Typwert
Batteriebetrieb	1,5 W	1,55 W
	(2,45 V an 4 Ω)	
Netzbetrieb	3,5 W	3,6 W
	(3,7 V an 4 Ω)	
für k = 5 % gilt:		
Batteriebetrieb	1,2 W	1,3 W
Netzbetrieb	3,0 W	3,3 W

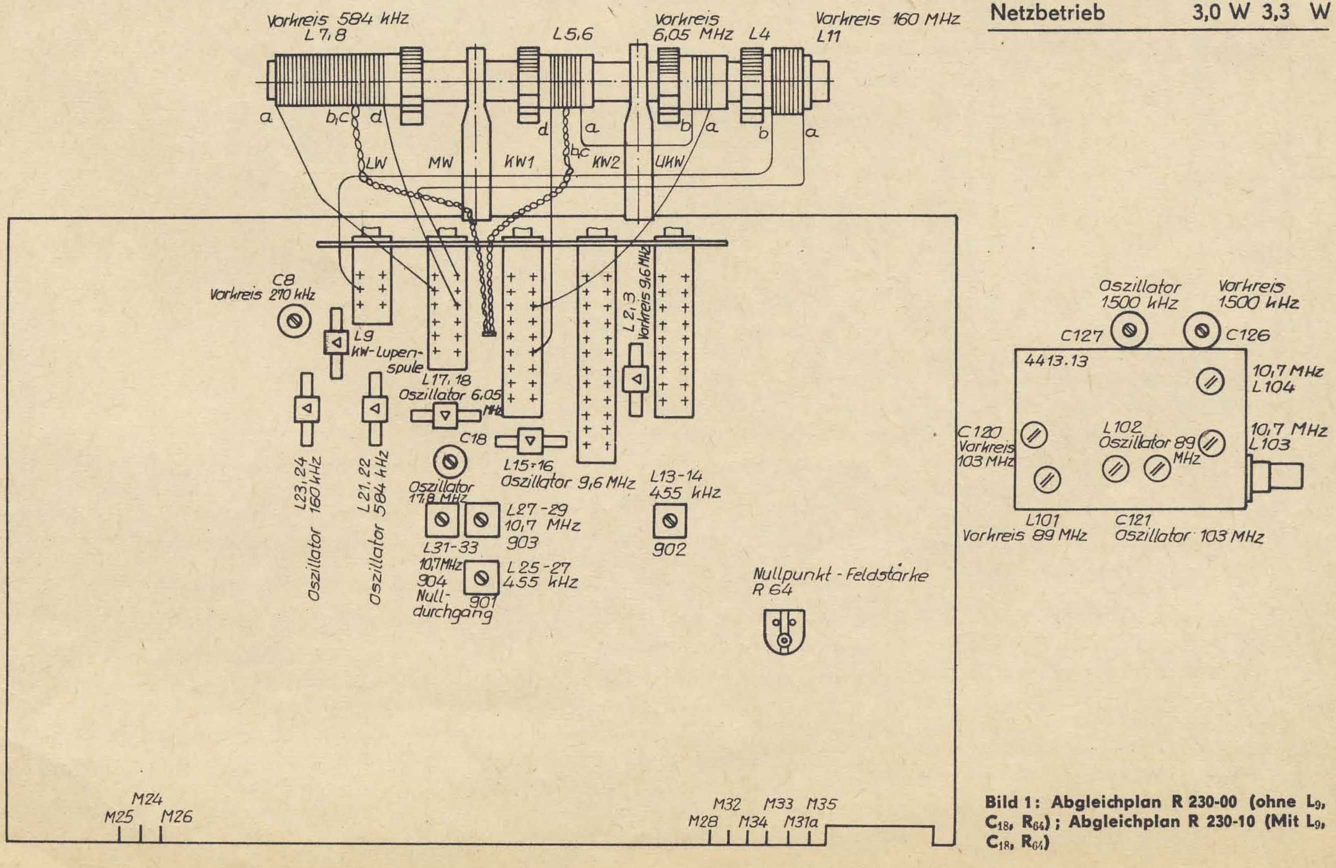
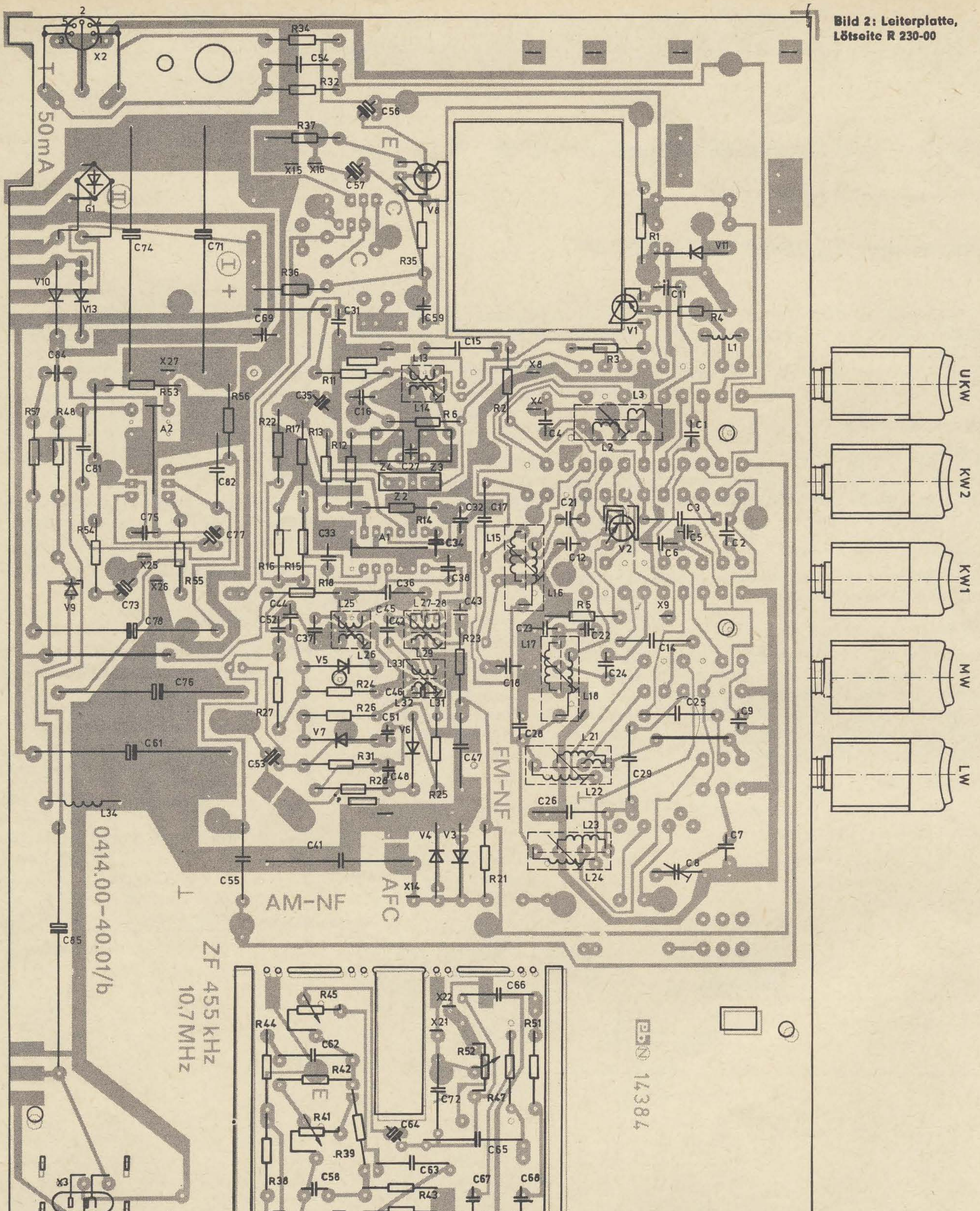


Bild 1: Abgleichplan R 230-00 (ohne L_9, C_{18}, R_{64}); Abgleichplan R 230-10 (Mit L_9, C_{18}, R_{64})

Bild 2: Leiterplatte, Lötseite R 230-00



2.1.5. Frequenzgang

	Grenzwert	Typwert
f_u	$\leqq$ 150 Hz	90 Hz
f_o	$\geqq$ 10 000 Hz	14 000 Hz

$U_a = 1{,}0$ V an 4 Ω

2.1.6. Rauschspannung

Bei einem zugedrehten Lautstärkesteller ohne Ohrkurvenfilter an 4 Ω Lautsprechersatzwiderstand gemessen

$$U_r \leqq 1{,}0 \text{ mV}$$

2.1.7. Brummen

Statische Brummleistung

Bei Netzbetrieb darf in Tastenstellung TA/TB bei zugedrehtem Lautstärkesteller ohne Ohrkurvenfilter die statische Brummleistung nicht größer sein als

$$P_{Br} = 0{,}6\ \mu W$$

Brummspannungsabstand

Bei Netzbetrieb mit einer Spannung von 220 V ± 2 % wird bei Einspeisung eines NF-Signals mit einer Frequenz von 1 000 Hz in Stellung TA/TB über R_v = 1 kΩ an den Anschlußbuchsen 3/5 und voll aufgedrehtem Lautstärkesteller, mit der Eingangsspannung am Lautsprecherersatzwiderstand, die Leistung bei k = 10 % eingestellt und die jeweilige Ausgangsspannung notiert.

2.1.8. Geräuschspannung

Einstellungen am Gerät

- Lautstärkesteller max.
- Tiefensteller max.
- Höhensteller max.
- Eingang TB abgeschlossen mit 10 kΩ
- TA gedrückt
- Netzbetrieb
- Lautsprecherimpedanz 4 Ω nachgebildet.

Wertefestlegung

Bezogen auf $P_a = 50$ mW $\triangleq$ 0,45 $\triangleq$ —5 dB Anzeige

$$S_G = 20 \lg \frac{0{,}45\,\text{V}}{\text{Geräuschsp.}} \geqq 46\,\text{dB}$$

Nach Abschluß der Buchsen 3/5 und 1/4 (Diodenbuchse) mit jeweils 10 kΩ wird ohne Ohrkurvenfilter die Brummspannung U_{Br} am Lautsprecherersatzwiderstand gemessen.
Das Verhältnis der beiden Ausgangsspannungen ist der Brummspannungsabstand S_{Br}.

2.2. ZF-Prüfung – Grenzwerte

2.2.1. Einspeisung, Bezugsausgangswerte

Die Ankopplung des Generators erfolgt über eine Kapazität von 22 nF an die Basis von V_1, wobei C_{11} abgelötet wird. Die Empfindlichkeiten, die Selektion und die Bandbreite beziehen sich bei AM auf eine Ausgangsleistung von 50 mW (MW-Taste gedrückt), bei FM einschließlich der Verstimmungsspannungsmessung auf eine Summenspannungszunahme von $U_{S/2} = 0{,}1$ V, gemessen mit einem erdfreien Instrument (R_i = 100 kΩ) an den Punkten M 12 und M 13 bei gedrückter UKW-Taste.
Bei FM wird der Generator entsprechend Nulldurchgang eingestellt und über M 14 und M 12 die AFC kurzgeschlossen.

2.2.2. Empfindlichkeit

Werte ab Basis V_1 M 5	U_e in μV Grenzwert	Typwert
AM 455 kHz	$\leqq$ 2	1
FM 10,7 MHz	$\leqq$ 50	25

2.2.3. Selektion und Bandbreite

Gemessen ab Basis V_1

Grenzwerte für	Selektion in dB	Bandbreite in kHz	Unsymmetrie in dB
AM 455 kHz	$S_9 \geqq 30$	$B_{3\,dB} \geqq 3{,}2$	$s \leqq 10$
FM 10,7 MHz	$S_{300} \geqq 30$	$B_{3\,dB} \geqq 150$	$s \leqq 10$

2.2.4. Verstimmungsspannung

Gemessen wird die Verstimmungsspannung mit einem erdfreien Nullpunktinstrument (R_i = 100 kΩ) am Punkt M 15 gegen M 12 Masse durch Verstimmen der Eingangsfrequenz um etwa ± 100 kHz bei gedrückter UKW-Taste und einer Eingangsspannung U_e für $U_{S/2} = 0{,}1$ V.

$U_{v\,min} = 15$ mV, $U_{v\,max} = 50$ mV

2.3. HF-Prüfung

2.3.1. Einspeisung der AM und FM

Die Signaleinspeisung bei AM erfolgt über 15 pF und den Autoantenneneingang. Das FM-Signal wird direkt an die Autoantennenbuchse angeschlossen (R_e = 75 Ω; $U_{e\,max}$ = 1 mV). Die Funktionsprüfung des Autoantenneneingangs erfolgt bei AM über eine Antennennachbildung. Die Empfindlichkeitswerte für MW und UKW sind aus den Meßfrequenzen der Gruppe 2 TGL 8836/02 gebildete Mittelwerte. Die LW-Empfindlichkeit wird bei 200 kHz gemessen. Die KW-Empfindlichkeit beim R 230-00 ist der Mittelwert der Messungen bei 6,1 MHz und 7,2 MHz bzw. 9,5 MHz und 11,8 MHz. Die KW-Empfindlichkeit beim R 230-10 ist der Mittelwert der Messungen bei 6,1 MHz und 7,2 MHz bzw. 9,5 MHz und 17,8 MHz.

2.3.2. Rauschbegrenzte Empfindlichkeit

U_e	Grenzwert in dB	Grenzwert in μV/m	Typwert in dB	Typwert in μV/m
KW II (dB/μV)	$\leqq$ 35	$\leqq$ 55	32	40
KW I	$\leqq$ 50	$\leqq$ 316	46	200
MW	$\leqq$ 57	$\leqq$ 700	54	500
LW	$\leqq$ 66	$\leqq$ 2 000	63	1 450
UKW [dB (pW)]	$\leqq$ —9		—11	
bei R_e = 75 Ω		$\leqq$ 3,1 μV		1,7 μV

2.3.3. Verstärkungsbegrenzte Empfindlichkeit

Grenzwert für V_e	Oszillatorspannung in mV, gemessen an Emitter V_2 bzw. V_{101}
KW II $\leqq$ 30 dB, 31 μV/m	120...220
KW I $\leqq$ 40 dB, 100 μV/m	90...150
MW $\leqq$ 46 dB, 200 μV/m	130...220
LW $\leqq$ 55 dB, 560 μV/m	90...140

	Grenzwert	Typwert	
UKW [dB (pW)]	$\leqq$ —9	—11	150...350
bei R_e = 75 Ω	$\leqq$ 3,1 μV	1,7 μV	

2.3.4. Funktionsprüfung des Autoantenneneinganges

Grenzwerte für verstärkungsbegrenzte Empfindlichkeit	U_e bei P_a = 50 mW
KW II (dB/μV) (9,65 MHz)	$\leqq$ 30/31
KW I (dB/μV) (6,05 MHz)	$\leqq$ 30/31
MW (dB/μV) (1 000 kHz)	$\leqq$ 34/150
LW (dB/μV) (200 kHz)	$\leqq$ 50/560

	Grenzwert	Typwert
UKW (dB/pW) (94 MHz)	—9	—11
bei R_e = 75 Ω	3,1 μV	1,7 μV

2.3.5. Funktionsprüfung der automatischen Frequenzabstimmung AFC

Ein erdfreies Nullpunktinstrument wird bei M 15 und M 12 angeschlossen. Das FM-Signal (1 mV) wird über den Autoantenneneingang eingespeist, die AFC nicht kurzgeschlossen.
Bei der Prüfung ist so zu verfahren, daß bei f_0 am FM-Generator (87,5 MHz bzw. 103 MHz) der Empfänger auf Nulldurchgang abgestimmt wird. Danach wird der Generator zu höheren Frequenzen verstimmt, um dann wieder gegen f_0 zu gehen. Es ergibt sich der Reihenfolge nach die Fangfrequenz $+f_F$, die Bezugsfrequenz f_0 und die Haltefrequenz $-f_H$. Danach erfolgt durch Umkehrung des Prüfvorganges das Feststellen von $-f_F$ und $+f_H$.
Die Halte- und Fangfrequenzen sind dann eingestellt, wenn am Nullpunktinstrument die Nachstimmspannung ihren Umkehrpunkt (Maximalwert) erreicht hat.

bei U_e = 1 mV
Fangbereich $f_F = +f_F + (-f_F)$
an 75 Ω
Haltebereich $f_H = +f_H + (-f_H)$

f_0 = 87,5 MHz f_H 450 . . . 700 kHz
f_0 = 103 MHz f_f 350 . . . 550 kHz.

2.3.6. Akustische Rückkopplung AM

Definition

Der Grenzwert der akustischen Rückkopplung ist das Verhältnis der Ausgangsnutzleistung P_n des Gerätes zur noch vorhandenen Ausgangsleistung P_a, die sich ergibt, wenn man den Lautstärkesteller des Gerätes so verändert, daß ein akustisches Heulen gerade nicht mehr hörbar ist, ausgedrückt in dB.

Meßvorgang

Ein mit f_m = 1 000 Hz und m = 60 % modulierter Meßsender wird nach Punkt 2.3.1. in den Empfänger eingespeist. Dabei soll die Eingangsspannung U_e = 220 μV und die eingestellte Frequenz f_e = 9,5 MHz betragen. Nach Abstimmen des Empfängers auf f_e und Variation der Abstimmung im Durchlaßbereich wird bei abgeschalteter Modulation der Lautstärkesteller so eingestellt, daß ein akustisches Heulen gerade nicht mehr hörbar ist. Nach Abstimmen des Empfängers auf f_0 und eingeschalteter Modulation wird die noch vorhandene Ausgangsleistung P_a notiert.

Grenzwert der akustischen Rückkopplung für AM

$$10 \lg \frac{P_n}{P_a} = 4\,\text{dB}$$

2.3.7. Akustische Rückkopplung FM

Meßvorgang

An den Antenneneingang wird ein mit 22,5 kHz Hub frequenzmoduliertes Eingangssignal f_e = 94 MHz, U_e = 1 mV, Modulationsfrequenz 1 000 Hz angelegt. Nach Abstimmen des Empfängers auf f_0 und Variation der Abstimmung im Durchlaßbereich wird bei abgeschalteter Modulation der Lautstärkesteller so eingestellt, daß ein akustisches Heulen gerade nicht mehr hörbar ist.

Nach Abstimmen des Empfängers auf f_0 und eingeschalteter Modulation wird die noch vorhandene Ausgangsleistung P_a notiert.

Grenzwert der akustischen Rückkopplung für FM

$$10 \lg \frac{P_n}{P_a} = 2\,\text{dB}.$$

2.3.8. Ein-Signal-Pfeif-Störverhältnis

Das Ein-Signal-Störverhältnis wird wie folgt gemessen: Die Messung wird bei f_e = 910 kHz durchgeführt. E_e = 5 mV/m, dabei U_a = 2,45 V an 4 Ω einstellen. Bei gleicher Lautstärkeeinstellung die maximale Pfeifspannung U_{pf} (f_{pf} = 1 000 Hz) am NF-Ausgang bei abgeschalteter Modulation messen.

Grenzwert

$$S_{pf} = 20 \lg \frac{U_a}{U_{pf}} = 6\,\text{dB}.$$

2.4. Aussetzung des Gerätes bei $U_{B\,min}$

Nach TGL 8836/02 wird festgelegt, daß die Reiseempfänger R 230-00 und R 230-10 bei einer Betriebsspannung von 66,6 % des Nennwertes auf allen Bereichen noch funktionsfähig sein müssen.
Bei U_B = 9 V ist damit $U_{B\,min}$ = 6 V.

3. Abgleichvorschrift

Vor Beginn des Abgleiches ist der NF-Verstärker auf volle Funktionsfähigkeit hin zu überprüfen (s. Pkt. 2.1.).

3.1. ZF-Abgleich

3.1.1. Abgleich AM-ZF

Ein Wobbelgenerator ist über einen Kondensator von 0,022 μF an die Basis von V_1 M 5 angeschlossen, ein Oszillograf am NF-Ausgang der AM-ZF (M 16). Der Abgleich erfolgt durch Abstimmen der Filterkreise auf maximale Höhe und Symmetrie der Durchlaßkurve (C_{11} abgelötet, MW-Taste gedrückt, Masse des Wobbelgenerators an M 6, Masse des Oszillografen an M 12).

Reihenfolge des Abgleiches

	Spule	Filter
AM-Filter	$L_{12/14}$	0414.00-56.00 Bv
AM-Demodulatorfilter	$L_{25/26}$	0414.00-55.00 Bv

Der Abgleich ist zu wiederholen, bis Optimalwerte erreicht sind.

3.1.2. Abgleich FM-ZF

– Taste UKW gedrückt –

Wobbelabgleich

Ein Wobbelgenerator wird am M 5 angeschlossen. Masse an M 8, ein Oszillograf über einen Tiefpaß 100 kΩ/1 μF an M 13a zum Abgleich der Durchlaßkurve bzw. an M 15 zum Abgleich der Demodulationskurve, Masse an M 12.
Beim Wobbeln der Durchlaßkurve ist die Lötbrücke zwischen M 13a, b geöffnet; beim Wobbeln der Ratiokurve geschlossen.
Die Ausgangsspannung des Wobbelgenerators wird bei einem Wobbelhub von etwa 0,5 MHz so eingestellt, daß eine Summenspannung von $U_{S/2}$ = 0,05 V gemessen werden kann.

Abgleichreihenfolge

$L_{31/32}$	Ratiokurve, Symmetrie
$L_{27/28}$	Durchlaßkurve/optimale Höhe und Kurvenform
L_{104}	Durchlaßkurve Maximum
L_{103}	Durchlaßkurve Minimum
$L_{31/32}$	Ratiokurve, Nulldurchgang auf die Mitte der 3- ... 6-dB-Bandbreite der Durchlaßkurve abgleichen

Abgleich auf Rauschminimum (über HF) $L_{27/28}$ wird nach dem Wobbelabgleich ohne Signal geringfügig auf Rauschminimum nachgedreht (breitbandige Messung).

3.2. HF-Abgleich

Die Zeigergrundstellung für den Oszillatorabgleich erfolgt mit Hilfe der Markierung auf dem Oberteil. Der Anzeigebereich beträgt 86,7 + 2,4 mm bei einem Drehwinkel der Drehkondensatorantriebsachse von 540° + 9°. Die zulässige Skalenabweichung ist ± 5 % entsprechend ± 4,3 mm.

3.2.1. Abgleich HF-AM

Der Meßgenerator wird mit m = 30 % und f_0 = 1 000 Hz moduliert und nach Punkt 2.3.1. in den Empfänger eingespeist. Lautstärkepotentiometer und Klangsteller auf Maximum einstellen. Ein Spannungsmesser liegt parallel zum Lautsprecherersatzwiderstand.

Abgleichreihenfolge

MW-Oszillator	584 kHz mit $L_{21/22}$
	1 500 kHz mit C_{127}
Vorkreis	584 kHz mit $L_{7/8}$
	1 500 kHz mit C_{126}
LW-Oszillator	270 kHz mit $L_{23/24}$
Vorkreis	270 kHz mit C_8
	160 kHz mit $L_{11/12}$
KW-I-Oszillator	6,05 MHz mit $L_{17/18}$
Vorkreis	6,05 MHz mit $L_{4/5/6}$
KW-II-Oszillator	9,65 MHz mit $L_{15/16}$
Vorkreis	9,65 MHz mit $L_{2/3}$

Ein etwa vorhandener Mitzieheffekt ist zu beachten.

Der Abgleich wird auf allen Bereichen wiederholt, bis die optimalen Werte erreicht sind.

3.2.2. Abgleich HF-FM

Ein UKW-Meßgenerator wird frequenzmoduliert an den Empfängereingang anpassungsgerecht angeschlossen (s. Punkt 2.3.1.), AFC abgeschaltet (Brücke). Ein Instrument (nach Punkt 2.2.1.) ist am Summenspannungsmeßpunkt anzuschließen, und ein Spannungsmesser zum Erkennen der AM-Unterdrückung liegt parallel zum Lautsprecherersatzwiderstand.

Der Abgleich wird in folgender Reihenfolge durch Abstimmen der Kreise auf Maximum durchgeführt (Summenspannung):

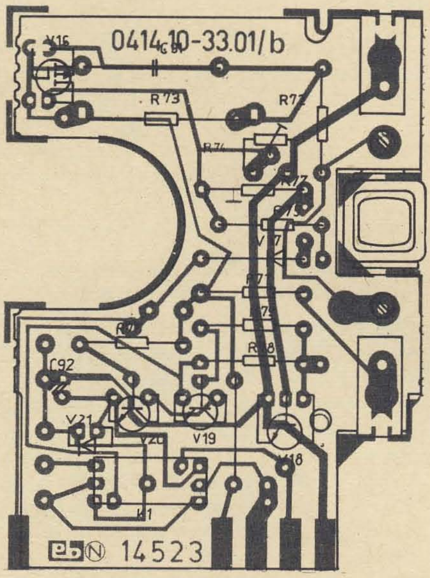


Bild 3: Leiterplatte Zeitschalter

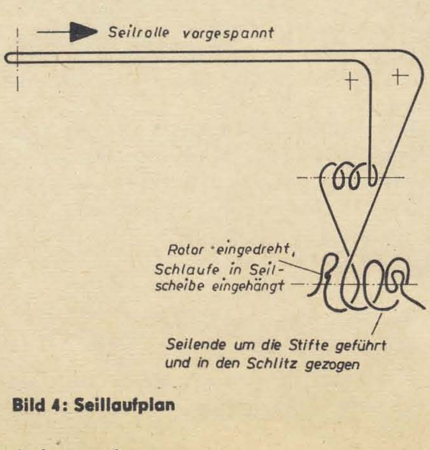


Bild 4: Seillaufplan

Oszillatorabgleich	f_e = 89 MHz L_{102}
	f_e = 103 MHz C_{115}
Vorkreisabgleich	f_e = 89 MHz L_{101}
	f_e = 103 MHz C_{120}

Der Vorkreisabgleich ist zu wiederholen, bis Optimalwerte erreicht werden.

Steratrans R 230-10

Die bisherigen Ausführungen treffen bis auf den Abgleich HF-AM auch auf den R 230-10 zu.

1. Abgleich HF-AM

Der Meßgenerator wird mit m = 30 % und f_0 = 1 000 Hz moduliert und nach Punkt 2.3.1. für R 230-00 in den Empfänger eingespeist. Das Lautstärkepotentiometer und die Klangsteller werden auf Maximum und die KW-Lupe in Mittelstellung gebracht. Ein Spannungsmesser liegt parallel zum Lautsprecherersatzwiderstand.

Abgleichreihenfolge

MW-Oszillator	584 kHz mit $L_{21/22}$
	1 500 kHz mit C_{127}
Vorkreis	584 kHz mit $L_{7/8}$
	1 500 kHz mit C_{126}
LW-Oszillator	270 kHz mit $L_{23/24}$
Vorkreis	270 kHz mit C_8
	160 kHz mit $L_{11/12}$
KW I-Oszillator	6,05 MHz mit $L_{17/18}$
Vorkreis	6,05 MHz mit $L_{4/5/6}$
KW II-Oszillator	9,65 MHz mit $L_{15/16}$
	17,8 MHz mit C_{18}
Vorkreis	9,65 MHz mit $L_{2/3}$

Ein etwa vorhandener Mitzieheffekt ist zu beachten.
Der Abgleich wird auf allen Bereichen wiederholt, bis die optimalen Werte erreicht sind.

2. Zeitschalter

2.1. Funktion des Zeitschalters

Bei allen Funktionen des Zeitschalters muß die rote E-A-Taste gedrückt sein.

Zeitschalterzustand Aus

Die Mitteltaste unter dem Instrument ist nicht gedrückt. Der Zeitschalter ist nicht in Betrieb. Das Instrument zeigt nur die Feldstärke des eingestellten Senders an.

Zeitschalterzustand I (Ausschalten)

Mitteltaste gedrückt, mit den (—)- und (+)-Kontakten links und rechts unter dem Instrument wird eine beliebige Zeit nach der Instrumentenskale eingestellt. Das Gerät spielt und schaltet nach Ablauf der Zeit aus. Das Instrument zeigt dabei die Zeit bis zum Ausschalten an.

Zeitschalterzustand II (Einschalten)

Es muß eine Einstellung nach Zeitschalterzustand I erfolgen. Danach wird die Mitteltaste wieder herausgedrückt. Das Gerät spielt jetzt nicht und schaltet nach Ablauf der eingestellten Zeit ein. Das Instrument zeigt nicht die Ablaufzeit, sondern die Feldstärke des eingestellten (jetzt nicht hörbaren) Senders an.

Wird fortgesetzt

D 410 D

Integrierter kurzschlußfester Treiberschaltkreis, drei UND-Gatter

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Der Schaltkreis zeichnet sich durch hohe Störsicherheit und Zerstörfestigkeit aus. Er besteht aus drei UND-Gattern mit zwei, drei und vier Eingängen, wobei je einer invertierend wirkt. Im Bereich der Eingangsspannung von 1...44 V ist der Eingangsstrom nahezu konstant. Zur Unterdrückung von Störimpulsen wird bei jeder UND-Funktion durch interne Verzögerungsstufen ein Eingangssignalwechsel verzögert zum Ausgang weitergeleitet. Das zweite UND-Gatter besitzt einen Anschluß E zum Vergrößern dieser Verzögerungszeit durch Anschalten eines externen Kondensators.
Über den Eingang Z kann durch eine Spannung U_Z der H-Pegel für alle drei Gatter gemeinsam eingeschaltet werden ($U_{0H} \approx U_Z$).

Abmessungen und Anschlußbelegung (s. Bild 1)

Logik	positiv
logische Funktionen	$Y1 = A1 \cdot B1 \cdot C1 \cdot \overline{D1}$
Y2 = A2	$Y2 = A2 \cdot B2 \cdot \overline{D2}$
	$Y3 = A3 \cdot \overline{D3}$
Masse	$\leq$ 1,5 g
Typstandard	TGL 37 512

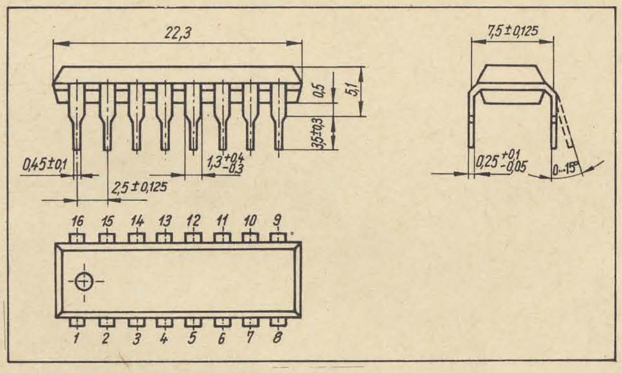


Bild 1: Abmessungen und Anschlußbelegung

Grenzwerte, gültig für den Betriebstemperaturbereich

	min	max
Betriebsspannung U_S in V	14[1]	35
Eingangsspannung U_I in V[2]) vor Schutzwiderstand 5,6 kΩ		
dauernd	−30	50
für max. 6 µs und Wiederholhäufigkeit max. 300 Hz	−300	300
für max. 12 µs und Wiederholhäufigkeit max. 300 Hz	−150	150
Spannung U_0 in V[2]) vor Schutzwiderstand 560 Ω am Ausgang für max. 6 µs und Wiederholhäufigkeit max. 300 Hz	−300	300
Betriebstemperaturbereich ϑ_a in °C	−25	85

Alle drei Ausgänge sind gegen Masse und Betriebsspannung über je einen Widerstand von 560 Ω dauernd kurzschlußfest.
Bis zu einer Umgebungstemperatur von ϑ_a = 23 °C ist jede beliebige Anzahl gleichzeitiger Kurzschlüsse zugelassen.
Bei einer Temperatur bis 54 °C sind dagegen nur zwei Ausgänge gleichzeitig kurzschlußfest und im Temperaturbereich bis 85 °C nur ein Ausgang.

[1]) Bei Unterschreitung ist die Funktion nicht mehr gewährleistet.
[2]) Zerstörgrenzen

Betriebsbedingungen

	min	max
Betriebsspannung U_S in V	14	32
L-Eingangsspannung U_{IL} in V	−0,15	5
H-Eingangsspannung U_{IH} in V	7,5	44
Auslastungsfaktor N_0 (systemeigen)	—	10

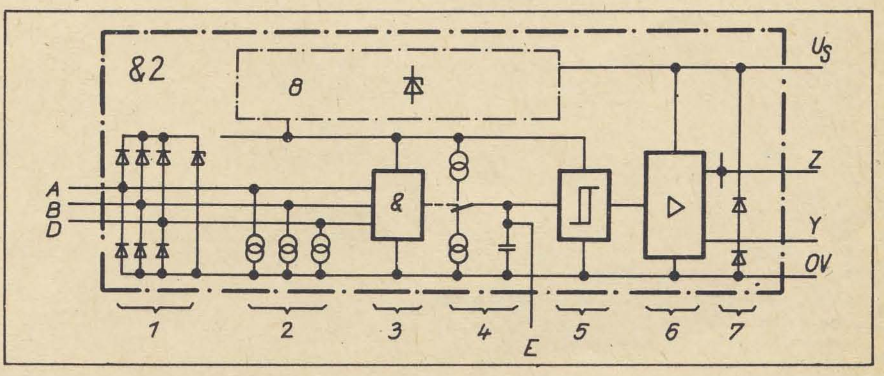


Bild 2: Innenschaltung

A, B, C: nicht negierende Eingänge
D: negierende Eingänge
E: Anschluß für externen Kondensator zur Einstellung der Signalverzögerungszeit der zweiten UND-Funktion
Y: Ausgänge
Z: Anschluß zum Einstellen der H-Ausgangsspannung
M: Masse

Bild 3: Blockschaltbild einer UND-Funktion

1 Eingangsschutzschaltung
2 Eingangsstromsenken
3 UND-Verknüpfung
4 Verzögerungsstufe
5 Schmitt-Trigger
6 Ausgangsstufe
7 Ausgangsschutzschaltung, kurzschlußfest gegen U_S und Masse
8 gemeinsame Spannungsversorgung für alle drei UND-Funktionen

Elektrische Kennwerte, $\vartheta_a = -25...+85\,°C$

	Meß-schaltung	min	typ[3])	max
Stromaufnahme I_S in mA				
bei $U_S = 14$ V	104		5,9	12
bei $U_S = 24$ V	104		6,2	12
bei $U_S = 30$ V	104		6,3	12
L-Eingangsstrom I_{IL} in mA				
bei $U_S = 24$ V, $U_{IL} = 5$ V	105	0,1	0,15	0,3
H-Eingangsstrom I_{IH} in mA				
bei $U_S = 24$ V, $U_{IH} = 30$ V	106	0,1	0,15	0,3
L-Ausgangsspannung U_{OL} in V				
bei $U_S = 30$ V, $I_{OL} = 1,6$ mA				
$U_{IH} = 7,5$ V	108		0,9	1,4
H-Ausgangsspannung U_{OH} in V				
bei $U_S = 14$ V, $-I_{OH} = 3$ mA				
$U_{IH} = 7,5$ V, $U_{IL} = 5$ V	107	12	12,9	
Steuerstrom aus Anschluß Z $-I_Z$ in mA				
bei $U_S = 30$ V, $U_{IH} = 7,5$ V				
$U_{IL} = 5$ V, $U_Z = 5$ V	109		1,0	2
Kurzschlußstrom				
gegen Masse $-I_{OSH}$ in mA				
$U_S = 30$ V, $U_{IH} = 7,5$ V, $U_{IL} = 5$ V	110		10,2	18
gegen U_S				
$U_S = 30$ V, $U_{IH} = 7,5$ V	110		5,9	

Dynamische Kennwerte, gemessen bei $U_S = 24\,V \pm 0,4\,V$, $U_{IH} = 7,5\,V \pm 0,1\,V$, $R_L = 8,2\,k\Omega$

	Meß-schaltung	min	typ[3])	max
Signalverzögerungszeit in µs				
Gatter 1 und 3				
beim Ausschalten t_{DLH}	111	1	4,4	9
beim Einschalten t_{DHL}	111	1	3,0	9
Signalverzögerungszeit in µs				
Gatter 2 t_{DLH}				
bei $C_7 = 33$ nF				
beim Ausschalten t_{DLH}	111	5,5	8,5	12
beim Einschalten t_{DHL}	111	1,5	2,6	4

[3]) für alle typischen Werte gilt $\vartheta_a = 25\,°C - 5\,K$

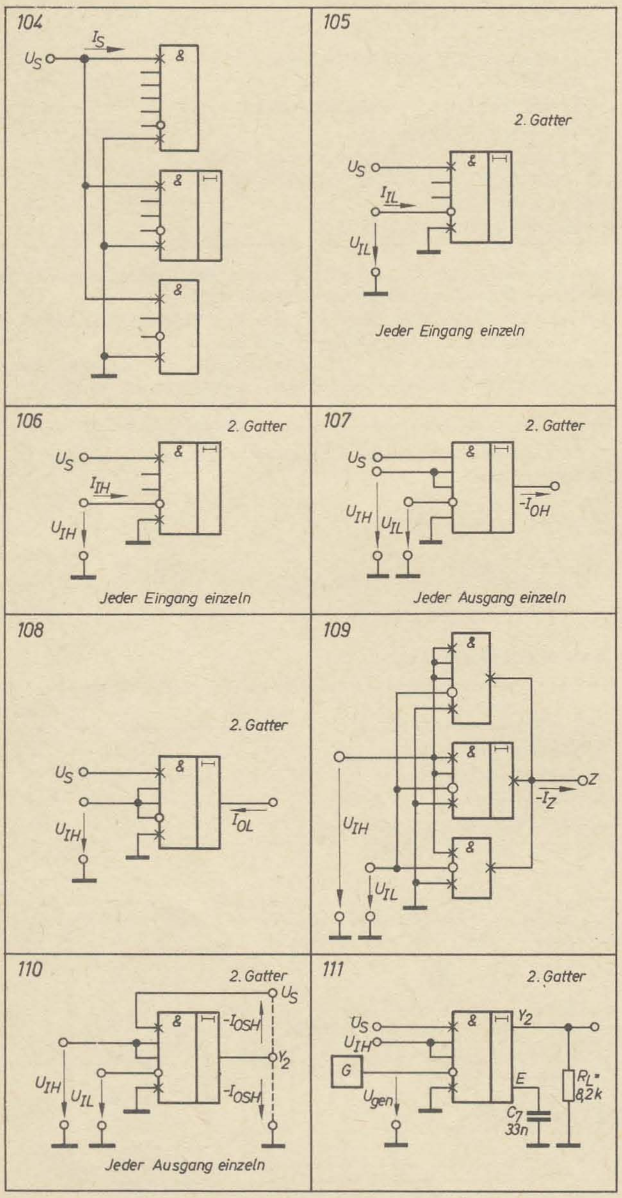
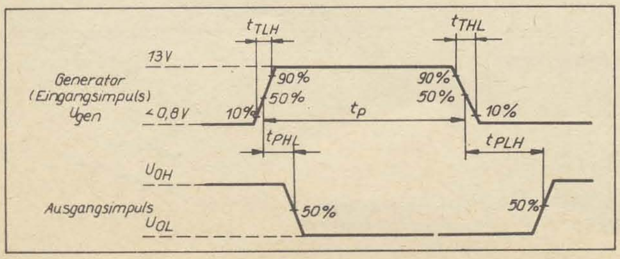


Bild 4: Meßschaltungen



◀ Bild 5: Zeitdiagramm von Eingangs- und Ausgangsimpuls

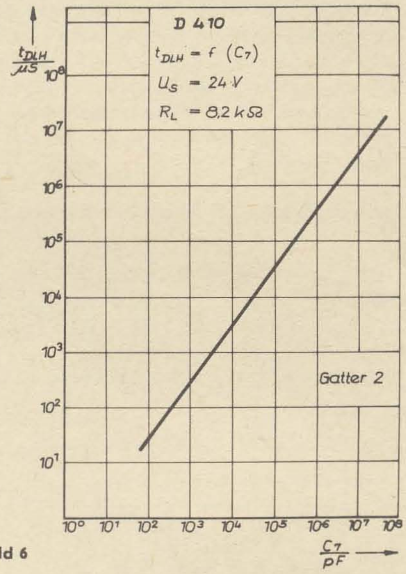


Bild 6

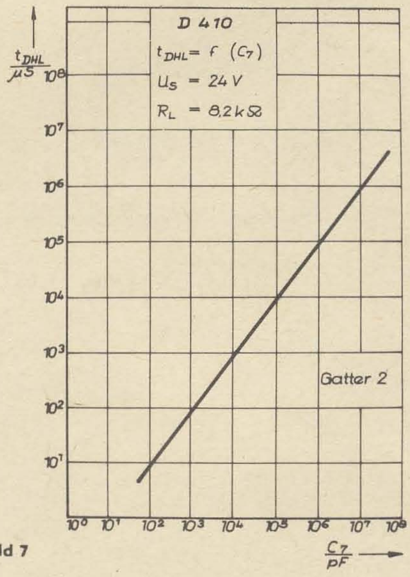


Bild 7

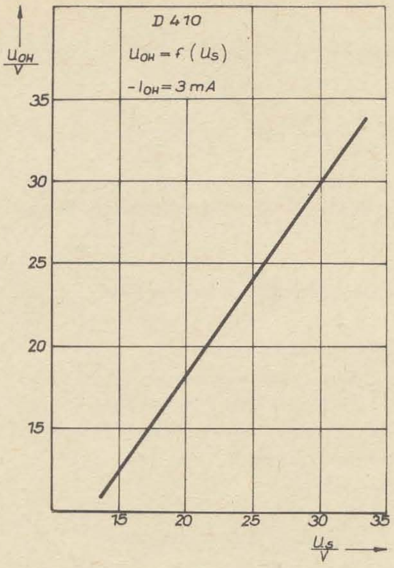


Bild 8

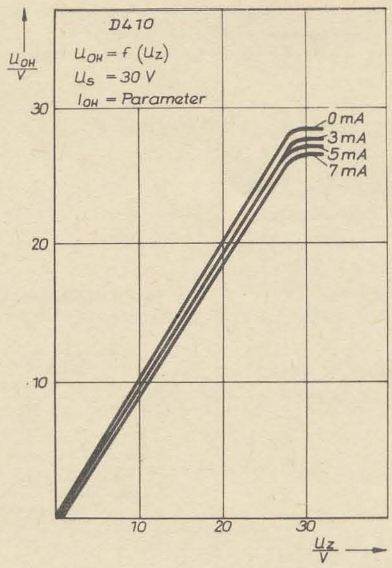


Bild 9

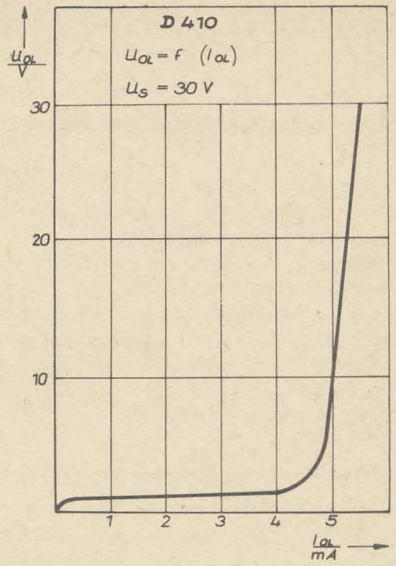


Bild 10

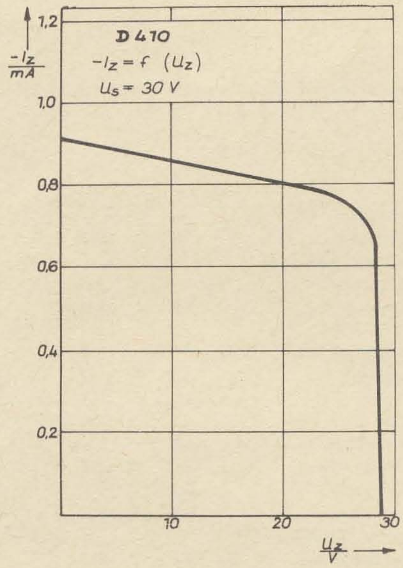


Bild 11

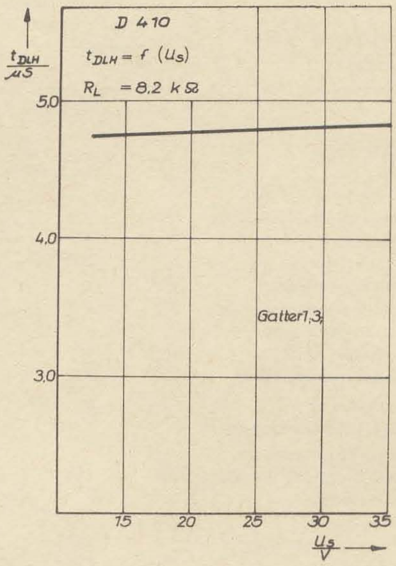


Bild 12

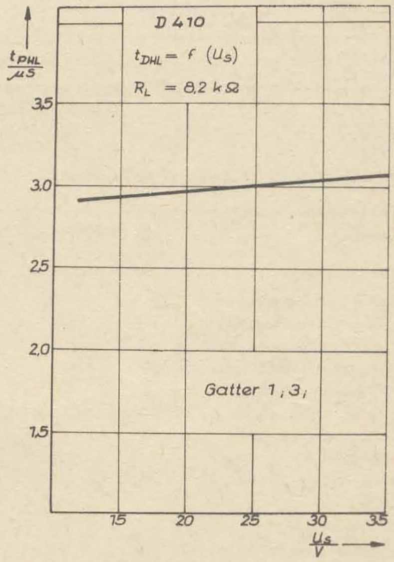


Bild 13

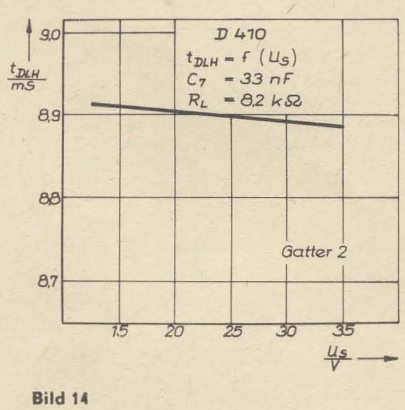


Bild 14

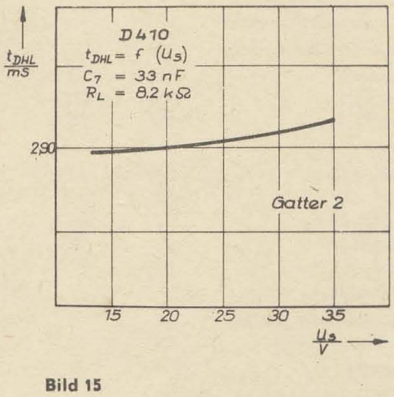


Bild 15

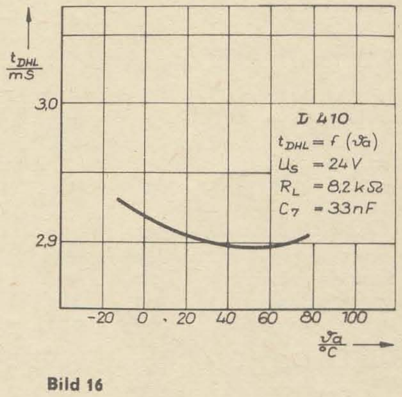


Bild 16

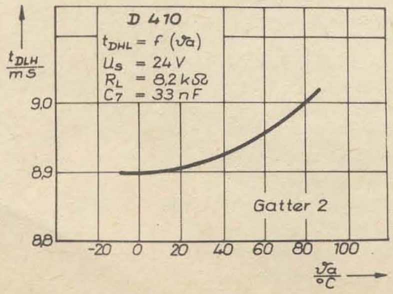


Bild 17

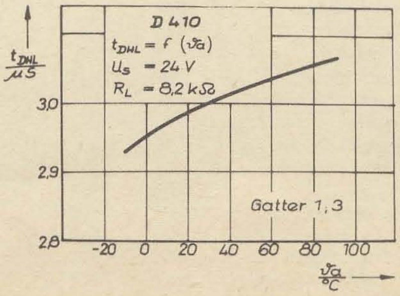


Bild 18

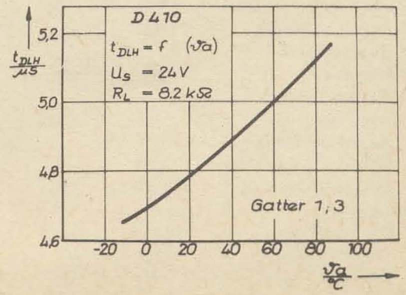
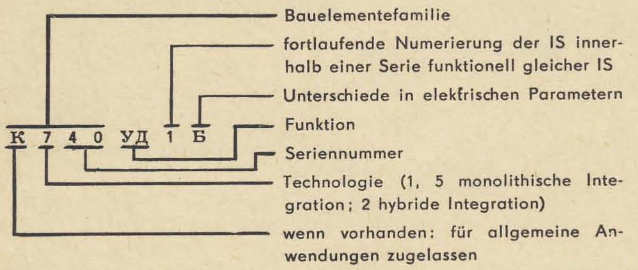


Bild 19

Bezeichnungskode für sowjetische IS

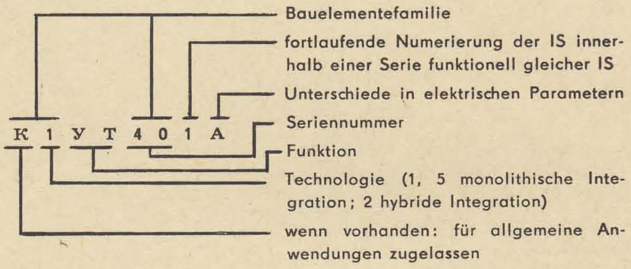
In der UdSSR wurde ein bis ins Detail aussagekräftiger Bezeichnungskode für integrierte Schaltungen ausgearbeitet. Nach der sowjetischen Norm GOST 17 021-75 werden IS in analoge (z. B. Verstärker, Detektoren, Modulatoren, Demodulatoren, Fequenzumsetzer) und digitale (Konjunktion, Disjunktion, Negation usw.) unterschieden. Der Bezeichnungskode ist in der Tafel 1 wiedergegeben.
Gelegentlich finden sich noch ältere sowjetische IS, deren Bezeichnung noch nicht mit diesem Kode übereinstimmt, früher galt der nach Tafel 2.

Tafel 1: Sowjetischer Bezeichnungskode für integrierte Schaltungen



In der Tafel 3 schließlich sind die Buchstabengruppen zusammengestellt, die die Funktion des Bauelementes kennzeichnen.

Tafel 2: Früherer sowjetischer Bezeichnungskode für integrierte Schaltungen



Literatur

Uslovnye oboznačenija mikroschem (Vereinbarte Kennzeichnung integrierter Schaltungen.) RADIO 53 (1977) H. 3, S. 57 und 58

Tafel 3: Buchstabenkode für IS-Funktionen

Funktion	ab GOST 18 682-73	davor
Signalgeneratoren		
Sinusgeneratoren	ГС	ГС
Rechteckgeneratoren, astabile Multivibratoren	ГГ	—
Generatoren für lineare Signale	ГЛ	—
Generatoren für Sonderformen	ГФ	ГФ
Rauschgeneratoren	ГМ	—
übrige Generatoren	ГП	—
Detektoren		
Amplitudendetektoren	ДА	ДА
Impulsdetektoren	ДИ	ДИ
Frequenzdetektoren	ДС	ДС
Phasendetektoren	ДФ	ДФ
andere Detektoren (z. B. Treiber)	ДП	ДП
Umschalter und Schalter		
für Strom	КТ	—
für Spannung	КН	—
Transistorschalter		КТ
Diodenschalter	—	КД
andere Umschalter und Schalter	КП	КП
Modulatoren		
Amplitudenmodulatoren	МА	МА
Phasenmodulatoren	МФ	МФ
Frequenzmodulatoren	МС	МС
Impulsmodulatoren	МИ	МИ
andere Modulatoren	МП	МП
Umformer		
Frequenzumformer	ПС	ПС
Phasenumformer	ПФ	ПФ
Impulslängenumformer	ПД	—
Spannungsumformer	ПН	ПН
Pegelanpassung	ПУ	—
Digital-Analog-Umsetzer	ПА	ПД
Analog-Digital-Umsetzer	ПВ	ПК
BCD-Dual-Umsetzer und Dual-BCD-Umsetzer	ПР	—
andere Umformer	ПП	ПП
Verstärker		
HF-Verstärker	УВ	—
ZF-Verstärker	УР	—
NF-Verstärker	УН	—
Sinussignal-Verstärker	УС	УС
Impulssignal-Verstärker	УИ	УИ
Videoverstärker	—	УБ
Folgestufen	УЕ	УЭ
Anzeigeverstärker	УМ	—
Gleichstromverstärker	УТ	УТ
Operations- und Differenzverstärker	УД	УТ
andere Verstärker	УП	УП
Auswahl- und Vergleichsschaltungen		
Amplitudenauswahl und -vergleich (Pegel)	СА	СА
Zeitauswahl und -vergleich	СВ	СВ
Frequenzauswahl und -vergleich	СС	СС
Phasenauswahl und -vergleich	СФ	СФ
andere Auswahl- und Vergleichsschaltungen	СП	—
Verzögerungsschaltungen		
passive	БМ	ШС
aktive	БР	ШС
andere	БП	ШП
Filter		
Hochpaß	ФВ	ФВ
Tiefpaß	ФН	ФН
Bandpaß	ФЕ	ФП
Sperrfilter	ФР	ФГ
andere Filter	ФП	—
Impulsformer		
Rechteckimpulsformer	АГ	—
spezielle Formen	АФ	—
andere	АП	—
Stromversorgungsschaltungen		
Gleichrichter	ЕВ	—
Umformer	ЕМ	—
Spannungsstabilisatoren	ЕН	ПП
Stromstabilisatoren	ЕТ	—
andere	ЕП	—
integrierte Einzelelemente (Arrays)		
Dioden	НД	НД
Transistoren	НТ	НТ
Widerstände	НР	НС
Kondensatoren	НЕ	НЕ
kombinierte Arrays	НК	НК
andere	НП	—
universelle Analogschaltungen	ХА	ЖА
logische Schaltungen		
UND (AND) (Konjunktion)	ЛИ	ЛИ, ЛЭ
ODER (OR) (Disjunktion)	ЛЛ	ЛЛ
Negation	ЛН	ЛН
NAND	ЛБ	ЛА, ЛБ
NOR	ЛБ	ЛБ, ЛЕ
UND/ODER (AND/OR)	ЛС	ЛС
NAND/NOR	ЛП	ЛР
NOR/OR	ЛМ	—
Expander	ЛД	ЛП, ЛЭ
andere Mehrfunktionsschaltungen	ЛП	ЖЛ, ЛК
Trigger		
JK-Trigger (JK-Flip-Flop)	ТВ	ТВ
RS-Trigger (RS-Flip-Flop)	ТР	ТР
D-Trigger (D-Flip-Flop)	ТМ	—
T-Trigger (T-Flip-Flop)	ТТ	ТС
Schmitt-Trigger	ТЛ	ТШ
kombinierte Trigger (RST usw.)	ТК	ТК
Register	ИР	ИР
Adder	ИМ	ИС
Halbadder	ИЛ	ИЛ
Koder (z. B. BCD-Dezimal-Koder)	ИВ	ИШ
Zähler	ИЕ	ИЕ
Dekoder	ИД	ИД
Matrizen		
Arbeitsspeicher (RAM)	РМ	—
Arbeitsspeicher (RAM) mit Steuerschaltung	РУ	—
Programmspeicher (ROM)	РВ	—
Programmspeicher (ROM) mit Steuerschaltung	РЕ	—
andersartige	—	ЛМ
andere Speicherelemente	РП	—
digitale Universalschaltungen	ХЛ	ЖЛ
andere IS, für Rechenanlagen und Einzelgeräte	ИП	—
IS für Mikroprozessorsysteme	ИК	—

Bauformen und Funktion von Elektrolytkondensatoren

Dr. sc. nat. HANS-DIETER LANGER
und Dipl.-Ing. KLAUS SCHURICHT

Man findet zur Funktion von Elektrolytkondensatoren aus der Sicht des Anwenders in der Literatur relativ wenig Informationen. Der Beitrag hat daher die Aufgabe, diese Lücke schließen zu helfen. Im Mittelpunkt der Betrachtungen stehen wegen ihrer überragenden Bedeutung innerhalb der Elektrolytkondensatoren die Aluminium-Elektrolytkondensatoren mit flüssigem Elektrolyt und die Tantalkondensatoren mit Sinteranode und fester Manganoxid-Halbleiterkatode.

In den Anfängen der stürmischen Entwicklung der Halbleitertechnik glaubte man, den Kondensator als elektronisches Bauelement weitgehend schaltungstechnisch vernachlässigen zu können. Wie ein Blick auf das Umsatzwachstum wichtiger Kondensatorgruppen in den USA für den Zeitraum 1971 bis 1979 zeigt (Bild 1), ist kaum eine rückläufige Tendenz zu erkennen. Am wenigsten trifft dies für die hochkapazitiven Gruppen wie Keramikbauelemente und vor allem Elektrolytkondensatoren zu. Man hat das auf die universelle Schaltungsfunktion des kapazitiven Bauelementes, auf dessen relatives Schritthalten im technisch-ökonomisch vertretbaren Miniaturisierungs- und hybriden Integrationstrend sowie in der erhöhten Stabilität und Zuverlässigkeit der Kondensatoren zurückzuführen.

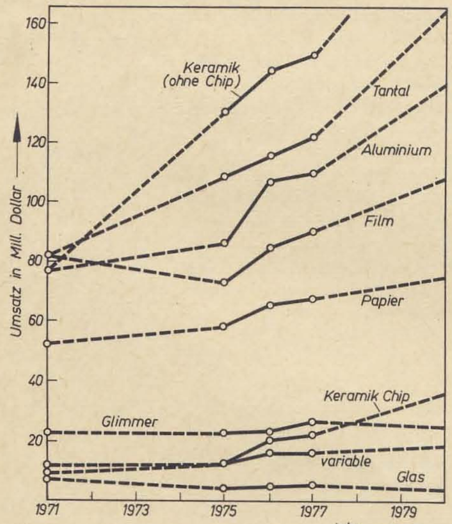


Bild 1: Umsatzwachstum verschiedener Kondensatorgruppen im Zeitraum 1971 bis 1980 in den USA (1971 und 1975 bis 1979 exakt, 1972 bis 1974 interpoliert, 1978 bis 1980 Prognose) [1]

Aufbau und Bauformen

Elektrolytkondensatoren gelten allgemein als gepolte Bauelemente. Dies ist auf die polare Sperrcharakteristik der Oxidelektrode zurückzuführen, die aus der Metallanode (Al, Ta) und der untrennbar mit ihr verbundenen, durch anodische Oxidation hergestellten dielektrischen Oxidschicht (Al_2O_3, Ta_2O_5) besteht. Den Katodenbelag bilden ein flüssiger Elektrolyt bzw. eine feste halbleitende Schicht, die überwiegend aus Manganoxid (MnO_2) besteht.
Den grundsätzlichen Aufbau von Elektrolytkondensatoren sollen einige Bilder veranschaulichen. Bild 2 zeigt den Wickel als das eigentliche „aktive" Element des Foliekondensators mit flüssigem Elektrolyt. Der Abstandhalter P besteht meist aus Spezialpapier, in dessen Poren der Elektrolyt zur Benetzung der Oxidanode A gespeichert ist und der den mechanischen Kontakt zwischen der Anodenfolie und der als Stromzuführung für den Elektrolyt dienenden Katodenfolie K verhindert. Die Anschlußfahnen sind an die entsprechenden Folien sowie an das Gehäuse (A^-) bzw. an eine Metalldurchführung des anodenseitigen (A^+), luftdichten und elektrisch isolierenden Verschlußelementes angeschweißt. Außen folgt die Schweißverbindung zwischen anodischer Durchführung bzw. katodischem Metallgehäuse und Anschlußdrähten D. Das Beispiel nach Bild 2b entspricht der sogenannten axialen, gepolten Ausführungsform, die für Aluminium- wie für Tantalfolien in glattem bzw. aufgerauhtem Zustand gleichermaßen Verbreitung gefunden hat.
Das aktive Element des Elektrolytkondensators mit poröser Sinteranode und Halbleiterkatode zeigt Bild 3. Die freie Oberfläche des porösen Sinterkörperskeletts einschließlich des eingebetteten Anodenanschlußdrahtes (s. Bild 3a) bedeckt man bei der anodischen Oxidation mit der sehr dünnen dielektrischen Oxidschicht vollständig. Darauf bringt man mit Hilfe eines hydro-thermo-chemo-elektrischen Prozesses die relativ dicke Katodenschicht auf, die entsprechend dem schematischen Grundaufbau nach Bild 3b außerhalb des Sinterkörpers mit Graphit- und Leitsilberschichten lötfähig kontaktiert wird. Im Sinterkörper verbleibt ein Restporenraum, den man sich innerhalb des Katodenbelages vorstellen muß. Das kontaktierte Element lötet man bei der axialen, hermetisch dichten Bauform in ein Metallgehäuse ein (Bild 4), dessen anodenseitige Öffnung mit Hilfe einer Glasdurchführung am Gehäuserand und am Anschlußdraht verlötet wird. Der katodenseitige Anschlußdraht wird am Gehäuse angeschweißt.
Zur Demonstration der realen Mikrostruktur einiger ausgewählter Bereiche der Kondensatorelemente dienen die licht- bzw. rasterelektronenmikroskopischen (LM- bzw. REM-) Aufnahmen im Bild 5. In der Tafel 1 findet man Daten der wichtigsten physikalisch-chemischen bzw. technologischen Kenngrößen, die bei der Dimensionierung der Bauelemente eine grundsätzliche Rolle spielen.

In Anpassung an die unterschiedlichsten Einsatzgebiete, Betriebsanforderungen und schaltungstechnischen Konstruktionsbedingungen wurden zahlreiche Bauformen entwickelt. International gebräuchliche Beispiele sind mit Bemerkungen zu Gehäuseart, Umhüllmaterial und konstruktiven Elementen im Bild 6 schematisch dargestellt. Die gestrichelte Kontur weist darauf hin, daß diese Bauform üblicherweise mit einer Kunststoffisolierhülle versehen ist.
Ungepolte Bauelemente werden mit Hilfe einer Katode-Katode-Serienschaltung zweier Wickel bzw. Sinterkörper in einem einzigen Gehäuse hergestellt.

Definition

Man unterscheidet zwischen Daten, die den Bauelementetyp lediglich kennzeichnen und

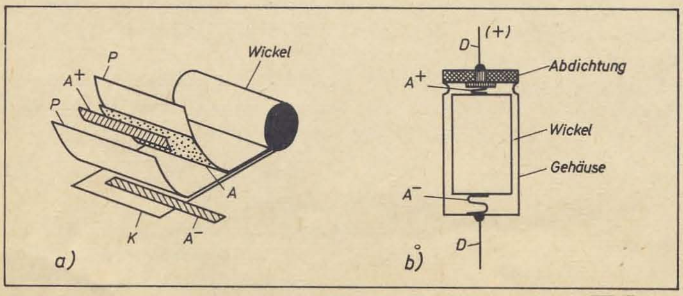


Bild 2: Aufbau von Elektrolytkondensatoren mit Foliewickel und flüssigem Elektrolyt. a) Foliewickel; b) komplettes Bauelement

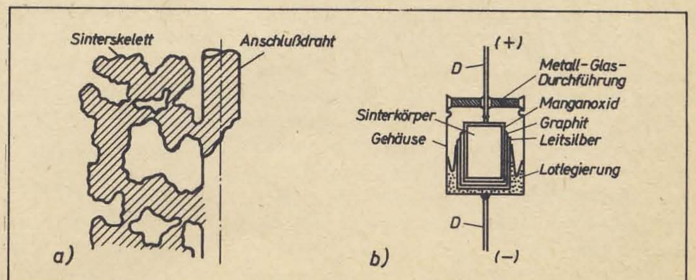


Bild 3: Aufbau von Elektrolytkondensatoren mit Sinterkörper und festem Manganoxid-Elektrolyt. a) Anodenmetall-Sinterkörper; b) komplettes, hermetisch dichtes Bauelement

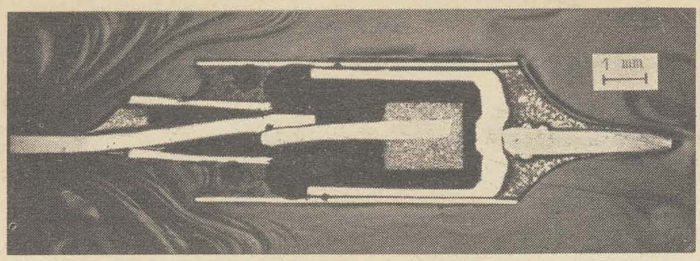
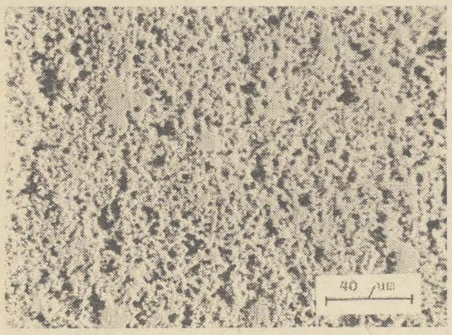
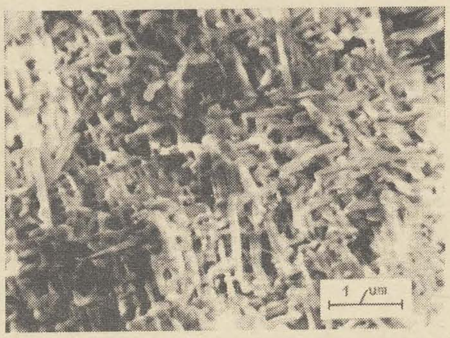
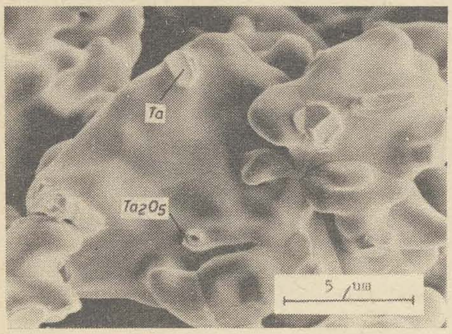


Bild 4: Schliffaufnahme eines Tantalkondensators mit hermetisch dichtem Metallgehäuse und axialen Anschlußdrähten







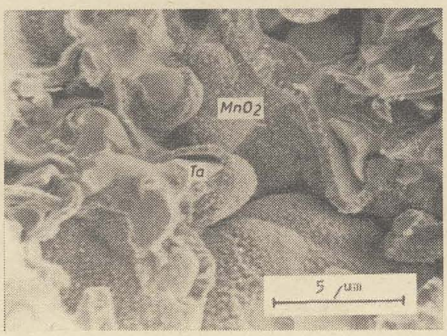


Bild 5: Details ausgewählter Bereiche der Kondensatorelemente. a) Draufsicht auf eine geätzte Anodenfolie (REM); b) oxidischer „Negativabdruck" der Mikroporen in der geätzten Folie (REM): Der Negativabdruck entsteht durch vollständige Oxidausfüllung der Poren mit Hilfe der anodischen Oxidation und nachträgliche chemische Auflösung des Foliemetalles; c) Bruchfläche eines anodisch oxidierten Tantalsinterkörpers (REM); d) Bruchfläche eines anodisch oxidierten und mit Manganoxid beschichteten Tantalsinterkörpers (REM); e) Schliffbild eines anodisch oxidierten und mit Manganoxid beschichteten Tantalsinterkörpers (LM-Aufnahme: 1 Tantal, 2 Tantaloxid, 3 Manganoxid, 4 Porenraum)

Tafel 1: Physikalisch-chemische und werkstofftechnologische Kenngrößen von Elektrolytkondensatoren

Kenngröße	Wertebereich
relative Dielektrizitätskonstante ε_r des anodischen Oxides	
Al_2O_3	8...11
Ta_2O_5	22...29
Wachstumsrate β_F in nm V^{-1} des Oxides bei anodischer Oxidation ($\vartheta = 25\,°C$)	
Al_2O_3	1,2...1,4
Ta_2O_5	1,6...1,7
Formierungsspannungsmultiplikator α_N	
Al, flüssig	0,6...0,8
Ta, flüssig	0,2...0,7
Formierspannung U_F in V ($U_{F,max}$ entspricht der Funkenspannung)	
Al_2O_3	20...1 100
Ta_2O_5	20...700
offene Porosität p in % von Ta-Sinterkörpern	35...70
massespezifische Nennladung q_N in µC g^{-1} von Ta-Pulver	2 000...20 000
Foliendicke bei Al-Kondensatoren (flüssig)	
d_{AF} in µm	80...100
d_{KF} in µm	30...50
d_A in µm	20...50
volumenspezifische Oberfläche s in m^2cm^{-3}	
Ta-Sinterkörper	0,2...1
Al-Glattfoliewickel einschließlich Wickeldorn und Abstandhalter	$(0,4...40)\,10^{-3}$
Aufrauhfaktor β_A (Al, geätzt)	5...75
Wickelvolumen V_W in cm^3 bei Al, flüssig, einschließlich Wickeldorn und Abstandhalter	0,01...600
Sinterkörpervolumen V_S in cm^3 bei Ta, fest, einschließlich Anodendraht	0,001...2
Durchmesser-Höhe-Verhältnis γ_W bzw. γ_S einschließlich Wickeldorn und Abstandhalter bzw. Anodendraht	
Al, flüssig	$\gamma_W = 0,2...1$
Ta, fest	$\gamma_S = 0,3...4$
spezifischer elektrischer Widerstand ϱ in Ω cm des Betriebselektrolyten bei $\vartheta = \vartheta_0$	
flüssige Elektrolyte auf Glykol- bzw. Dimethylformamid-Basis (Al) [2]	10...300
festes β-MnO_2 (Ta) [3]	0,1...10

als Nennparameter bezeichnet werden, und solchen, die den tatsächlichen oder den zugelassenen Betriebszustand beschreiben.

Die Nennspannung U_N hängt von der Formierspannung U_F, die bei der anodischen Oxidation anliegt, ab:

$$U_N = \alpha_N U_F \quad \alpha_N < 1 \qquad (1)$$

α_N ist ein von der Bauelementekonstruktion einschließlich der Werkstoffkonzeption und der Herstellungstechnologie abhängiger Parameter. In der Tafel 1 finden sich Angaben zu α_N und zu den Bestimmungsgrößen der Nennkapazität C_N: relative Dielektrizitätskonstante ε_r, Formierspannung, volumenspezifische Fläche s (bei Foliekondensatoren auf Glattfolie bezogen), Aufrauhfaktor β_A bei Foliekondensatoren, geometrische Abmessungen der Folien und Abstandshalter bzw. Sinterkörper (d_{AF}, d_{KF}, d_A Dicken der Anoden-, Katoden- und Abstandshalterfolien; γ_W, γ_S Durchmesser-Höhe-Verhältnis von Wickel bzw. Sinterkörper).

Wie aus der Darstellung der Spannungs-Zeit-Verhaltnisse im Bild 7 hervorgeht, kann der anliegenden Gleichspannung U_- des gepolten Elektrolytkondensators eine Wechselspannung $U_\sim$ überlagert werden, wenn nur entsprechend

$$\Delta + U_- \leqq U_D \qquad (2)$$

die durch den Typ festgelegte Dauergrenzspannung U_D nicht überschritten und gemäß

$$\Delta \leqq |U_-| + |U_{u,max}| \qquad (3)$$

die maximale Umkehrspannung $U_{u,max}$ nicht unterschritten wird. Für die Amplitude Δ der überlagerten Wechselspannung ist bei nichtsinusförmiger Funktion der positive (Δ^+) bzw. negative Spitzenwert (Δ^-) einzusetzen. Hinsichtlich der Temperaturabhängigkeit gelten folgende Beziehungen:

$$U_D = \alpha_D U_N \qquad (4)$$

$$U_{u,max} = \alpha_u U_N \qquad (5)$$

Ausgehend von $\alpha_D = \alpha_u = 1$ für $\vartheta = \vartheta_0$ (Standardumgebungstemperatur: $\vartheta_0 = 25\,°C$) nehmen α_D, α_u mit steigender Temperatur ab. Der Elektrolytkondensator verträgt Spannungsspitzen δU_B, die gemäß

$$U_B = U_- + U_\sim \pm \delta U_B \qquad (6)$$

als Störspannungen in der Betriebsspannung U_B enthalten sind. Dabei darf die Spitzenspannung U_S nicht überschritten werden:

$$U_B \leqq U_S \qquad (7)$$

Es gilt daher

$$U_S = \alpha_S U_D \qquad (8)$$

Da zwar δU_B stochastisch, aber auch periodisch auftreten kann, gilt eine Einschränkung hinsichtlich der zulässigen Impulszahl N_p und Impulsdauer t_p der Störungen je Zeiteinheit Δt (Richtwerte: $N_p \leqq 10$, $t_p \leqq 1$ min, $\Delta t = 1$ h).

Gepolte Elektrolytkondensatoren reagieren sehr empfindlich auf negative Spannungsspitzen, weshalb

$$U_B \geqq U_{u,max} \qquad (9)$$

unbedingt einzuhalten ist.

Die α-Multiplikatoren sowie N_p, t_p, Δt hängen wegen der im unmittelbaren Zusammenhang stehenden Verlustenergieverteilungen und Verlustenergie-Verarbeitungsmechanismen von der Betriebstemperatur ϑ_B, der Bauelementekonstruktion, der äuße-

ren Bauform und -größe sowie von der räumlichen Verknüpfung mit Wärmequellen und -senken der Umgebung im Betriebszustand ab. Diese Beziehungen müssen bei der Schaltungs- und Gerätedimensionierung beachtet werden, wobei mehr auf eine Unterbeanspruchung zu orientieren ist.

Die Gleichspannungs- (C_-) und die frequenzabhängige Wechselspannungskapazität ($C_\sim$) – $C_\sim$ wird hier gleich der Ersatzserienkapazität C_S gesetzt – stehen in Beziehung zueinander:

$$C_- = \alpha_C C_\sim \quad \alpha_C > 1 \tag{10}$$

Die vom Bauelementehersteller angegebene Kapazitätstoleranz

$$\Delta_C = \left| \frac{\Delta C_N}{C_N} \right| \tag{11}$$

gilt außerdem ungeachtet der Frequenz-, Temperatur- und Spannungsabhängigkeit von $C_\sim$ bis zu den Grenzen der Betriebstemperatur und -spannung. Betrachtet man die Resonanzfrequenz f_{res} als obere Grenzfrequenz des kapazitiven Elementes, so ist zu beachten, daß $C_\sim$ oberhalb einer kritischen Frequenz f_{krit} mit im allgemeinen $f_{krit} < f_{res}$ den unteren Grenzwert $C_{N,min}$ der Nennkapazität mit

$$C_{N,min} = C_N(1 - \Delta_C) \tag{12}$$

unterschreitet.

Von der Serienersatzkapazität bei niedrigen Frequenzen ($f < f_{krit}$) hat man die Scheinkapazität C_{Sch} zu unterscheiden. Bei gegebenem Scheinwiderstand Z des Kondensators mit

$$Z = \frac{U_e}{I_e} \tag{13}$$

U_e = Eingangsspannung
I_e = Eingangsstrom

gilt

$$C_{Sch} = \frac{1}{\omega Z} \tag{14}$$

$\omega = 2\pi f$

Es ist für $f < f_{krit}$

$$C_{Sch} = \frac{C_S}{\sqrt{1 + \tan^2 \delta_S}} \tag{15}$$

Der Serienverlustfaktor $\tan \delta_S$ bestimmt sich in diesem Frequenzbereich in guter Näherung zu

$$\tan \delta_S = \omega C_S R_S \tag{16}$$

Die Temperaturabhängigkeit von $\tan \delta_S$ bestimmen somit die Temperaturkoeffizienten der Serienkapazität (α_{TC}) und des Serienwiderstandes (α_{TR}), die beide von f abhängen. R_S läßt sich bei bekannten C_S und $\tan \delta_S$ nach Gl. (16) berechnen. R_S kann man z. B. auch mit $R_S \lesssim Z_{res}$ bei $f = f_{res}$ abschätzen, wenn die Impedanz im Resonanzminimum bekannt ist. Gl. (16) bzw. die Abschätzung sind um so zutreffender, je kleiner die Serienersatzinduktivität L_S des Bauelementes ist, für deren Abschätzung wiederum $L_S \lesssim Z_\infty/\omega$ (Z_∞ Impedanz für $f > f_{res}$) gilt. Der Betrag der Impedanz interessiert nicht nur bezüglich seiner Frequenzabhängigkeit. Es ist bei Angabe von Richt- bzw. Garantiewerten (obere Grenze) zweckmäßig, auch den temperatur- und frequenzabhängigen Impedanzmultiplikator α_Z anzugeben:

$$Z(f,T) = \alpha_Z Z_0 \tag{17}$$

Z_0 ist der Impedanzbetrag für ein gegebenes Temperatur-Frequenzwertepaar δ_0, f_0 (Standardmeßfrequenz: $f_0 = 110$ Hz). Die Strom-Zeit-Verhältnisse am Elektrolytkondensator sind von besonders komplexer Natur. Charakteristisch sind nach Bild 8 im Gleichspannungsbetrieb Einschalt-, Lade-, Formier- und Sperrstrombereiche, die in ihrer Überlagerung die Zeitkennlinie des Gleichstromes I_- ergeben.

Um eine im Sinne einer vertretbaren Meßzeit halbwegs brauchbare Angabe zur Bestimmung des Isolationswiderstandes R_{Is} zu haben, ist es üblich, den Reststrom I_A anzugeben, der nach Anlegen der Meßspannung U_M ($U_M = U_N$ als Standard) fließt. Dabei gilt $t_r \gg t_L$. Außerdem ist ein Vorwiderstand R_V zur Begrenzung des Ladestromes vorgeschrieben. Daraus folgt

$$R_{Is} \geq \frac{U_M}{I_A} \tag{18}$$

für Abschätzungen. Den eigentlichen Sperrstrom I_S erhält man bei Meßzeiten $t \to \infty$, wobei mehrere Stunden praktisch relevant sind. In Gl. (18) gilt mit $I_A = I_S$

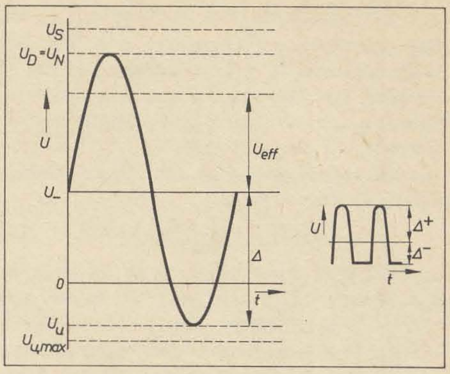


Bild 7: Spannungs-Zeit-Verhältnisse am Elektrolytkondensator bei sinus- und nichtsinusförmiger periodischer Belastung

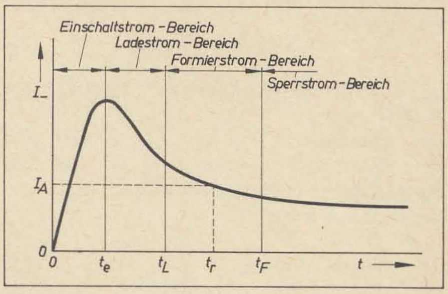


Bild 8: Strom-Zeit-Verhältnisse am Elektrolytkondensator bei Gleichspannungsbetrieb (t_e Einschaltdauer, t_L Ladezeit, t_r Meßzeit, t_F Formierzeit)

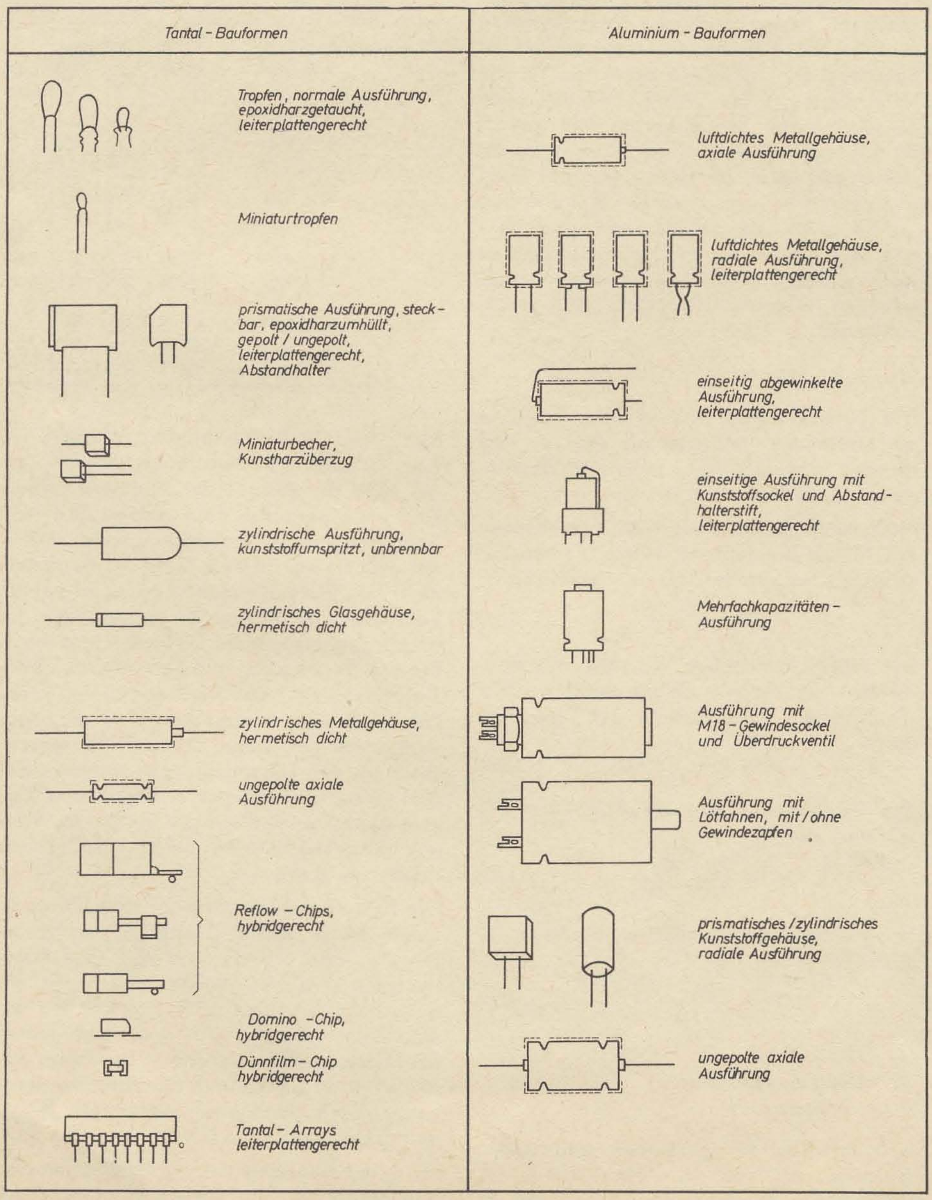


Bild 6: Übliche Bauformen

das Gleichheitszeichen. Im Regelfall ist die Betriebszeit t_B groß gegen t_r, d. h., der Betriebsreststrom I_B stimmt weitgehend mit I_S überein. Zur Abgrenzung davon hat sich im Sprachgebrauch der Begriff Abnahmereststrom für I_A eingebürgert.

Als Garantiewerte gibt der Bauelementehersteller die Formeln

$$I_i = \alpha_{Ii} C_N U_N + a_{Ii} \quad \text{mit } i = A, B \qquad (19)$$

an und legt damit die oberen Grenzwerte von I_A bzw. I_B fest. Es sind C_N in μF und U_N in V einzusetzen, dann erhält man I_i in μA. Der Wertevorrat der Parameter α_{Ii} und a_{Ii} richtet sich nach der Art des Elektrolytkondensators. Wegen der Spannungs- und Temperaturabhängigkeit gibt man zweckmäßig Korrekturfaktoren α_{Ui} bzw. α_{Ti} an, wobei

$$I_i(U,T) = \alpha_{Ui} \alpha_{Ti} I_{i0} \qquad (20)$$

I_{i0} ist die Stromstärke bei $\vartheta = \vartheta_0$ und $U = U_N$.

Der Ladestrom I_L für $t_e \leq t \leq t_L$, läßt sich bei gegebener Urspannung U_0 der Ladungsquelle in guter Näherung nach der bekannten Formel

$$I_L = \frac{U_0}{R_{ges}} \exp\left(-\frac{t}{R_{ges} C_L}\right) \qquad (21)$$

bestimmen. Es gilt

$$R_{ges} = R_i + R_L + R_S \qquad (22)$$

R_i = Innenwiderstand der Spannungsquelle
R_L = Ladewiderstand

Für die Ladekapazität C_L setzt man C_- ein; für Abschätzungen reicht der Zahlenwert von C_N. Bei der Bewertung des zulässigen Wechselstromverhaltens muß man die maximale Belastbarkeit wenigstens in Abhängigkeit von Temperatur und Baugröße kennen. Die Effektivparamater als obere Grenze berechnen sich zu

$$U_{eff,\,max} = \alpha_p Z \sqrt{\frac{P_{max}}{R_S}} \qquad (23)$$

bzw.

$$I_{eff,\,max} = \alpha_p \sqrt{\frac{P_{max}}{R_S}} \qquad (24)$$

Für Z und R_S werden die der betreffenden Frequenz, Temperatur sowie Bauform und -größe zugehörigen Werte eingesetzt. α_p ist der Temperatur-Korrekturfaktor. Die maximale Verlustleistung P_{max} ist vom Hersteller anzugeben.

Quantitative Betrachtungen

Als Anhaltswert für einige Multiplikatoren und Korrekturfaktoren, deren Größenordnung den Praktiker bei Abschätzungen und Berechnungen zur Dimensionierung des kapazitiven Schaltungselementes interessiert, finden sich in der Tafel 2 umgebungstemperaturabhängige Zahlenwerte zu den Temperatur-Korrekturfaktoren α. Es wird dabei zwischen Al-Elektrolytkondensatoren mit flüssigem Elektrolyt und Tantalkondensatoren mit fester Halbleiterkatode unterschieden.

Die Tafel 3 enthält Richtwerte für die Multiplikatoren und die additiven Terme a_I in Gl. (19). Die Bauelementetypen IA (desgl. IB) unterscheiden sich von den Typen IIA (desgl. IIB) durch Eignung für erhöhte Anforderungen. Das Produkt $Q_N = C_N U_N$ wird als Nennladung bezeichnet. ϑ ist die Prüftemperatur (Umgebungstemperatur).

Tafel 2: Richtwerte von Temperatur-Korrekturfaktoren
(gemittelt über Zahlenangaben unterschiedlicher Herstellerfirmen)

Faktor	Kondensatorart	Parameter/ Bemerkung	Korrekturfaktor-Zahlenwert für ϑ in °C: −55	−25	0	20	25	30	35	40	50	60	70	85	125
α_A	Al, flüssig					1,0	1,5	2	2,5						
α_B	Al, flüssig				0,5	1					4	5	6	10	
α_C	Al, flüssig		0,8	0,85	0,9	1				1,05		1,1		1,15	
	Ta, fest		0,93	0,97	0,98	1				1,01		1,02		1,04	1,06
α_D	Ta, fest		1											1	0,7
α_{eff}	Al, flüssig	bezogen auf I_{eff}	1							1	0,9	0,8	0,4	0,25	
	Ta, fest	bezogen auf U_{eff}								0,7	0,7			0,5	0,3
α_p	Ta, fest						1						1	0,9	0,4
α_r	Ta, fest	U/U_N													
		0,7	0,015			0,5					2,0			4,5	
		0,5	0,007			0,2					1,0			2,0	
		0,1	< 0,001			0,02					0,1			0,2	
α_s	Al, flüssig	$U_N \leq 100$ V				1,15									
		$U_N > 100$ V				1,10									
	Ta, fest		1,3											1,3	0,7
α_u	Ta, fest		0,15			0,15				0,1				0,05	
α_Z	Al, flüssig	f = 1 kHz	$\lesssim$ 40	$\lesssim$ 20							0,95				0,9
		f = 10 kHz	$\lesssim$ 70	$\lesssim$ 10											0,5
	Ta, fest	0,1...10 MHz	2,0												0,5
		10 kHz	1,6												0,7
		0,1...1 kHz	1,1												0,9

Im Fall der ungepolten Kondensatorarten Al, flüssig, und Ta, fest, gelten grundsätzlich die gleichen Betrachtungen zu den Belastungsgrenzen. Diese Bauelemente sind auch für reinen Wechselspannungsbetrieb geeignet. Hinsichtlich der Zuverlässigkeit sind jedoch gewisse Einschränkungen zu beachten. Dies gilt ganz besonders für die Kondensatorart Ta, flüssig, bei der auch eingeschränkte Belastungsgrenzen gelten. Zu den in der Tafel 4 angegebenen Grenzrichtwerten ist zu bemerken, daß die exakt gültigen Daten sehr stark von Bauform und -größe sowie vom Bauelementetyp abhängen. Die Niedervolt- und Hochvoltvarianten werden nach der Nennspannung unterschieden (Niedervoltbereich ≦ 100 V, Hochvoltbereich > 100 V).

Zuverlässigkeit

Die Zuverlässigkeit eines Kondensators ist auf bestimmte Bedingungen wie Art und Umfang des Prüfloses, äußere Prüfbedingungen und Prüfprogramm bezogen.

Mathematisch ist sie als Wahrscheinlichkeit R(t) für ein Bauelement definiert, einen bestimmten Zeitabschnitt zu überleben [2]:

$$R(t) = e^{-\lambda t} \qquad (25)$$

Die Wahrscheinlichkeit F(t), daß das Bauelement in diesem Zeitabschnitt ausfällt (Driftausfall, Totalausfall), ist gegeben durch

$$F(t) = 1 - R(t) \qquad (26)$$

Der Parameter λ wird als Ausfallrate bezeichnet. Es gilt

$$\lambda(t) = \frac{1}{R(t)} \frac{dF(t)}{dt} \qquad (27)$$

Ein praktisch gebräuchlicher Ausdruck für λ ist

$$\lambda = \frac{a_\lambda}{N_\lambda \Delta t_\lambda} \qquad (28)$$

a_λ = Parameter
N_λ = Bauelementeanzahl
Δt_λ = Prüfzeitraum

a_λ hängt von der gewählten statistischen Sicherheit und von der Anzahl der in Δt_λ ausfallenden Bauelemente des Prüfloses ab (s. Tafel 5).

Tafel 3: Richtwerte für die Reststromparameter nach Gl. (19)

Kondensatorart	Parameter $i\alpha_{Ii}$	Zahlenwert a_{Ii} in μA	Bemerkung
Al, flüssig	A, ≦ 0,05	≦ 5	Typ II A
	A, ≦ 0,03	≦ 20	Q_N ≦ 1 000 / > 1 000
			Typ I A
	A, ≦ 0,01	≦ 1	Q_N ≦ 1 000
	A, ≦ 0,006	≦ 4	Q_N > 1 000
	B, ≦ 0,02	≦ 3	Typ II A
	B, ≦ 0,005	≦ 1	Typ I A
	A, ≦ 0,06	≦ 10	ungepolt, Q_N ≦ 1 000
	A, ≦ 0,04	≦ 30	ungepolt, Q_N > 1 000
Ta, fest	A, ≦ 0,01	≦ 1	ϑ = 25 °C
	A, ≦ 0,02	≦ 6	ϑ = 85 °C
	A, ≦ 0,34	≦ 17	ϑ = 125 °C

Die physikalische Korrelation zwischen R(t) bzw. F(t) und den Belastungsgrößen ist somit über die Anzahl der Bauelementeausfälle mit λ gegeben. Eine verbale Übersicht über gebräuchliche Belastungsarten befindet sich in der Tafel 6. Es ist zu beachten, daß im Betriebszustand im allgemeinen komplexe Belastungsarten wirken, die der Bauelementehersteller in ihrer Gesamtheit bei der Bestimmung und Garantie der Prüfzuverlässigkeit nicht berücksichtigen kann. Die größten Diskrepanzen treten naturgemäß dann auf, wenn sich der Betriebszustand an den Toleranzgrenzen mehrerer Betriebsparameter zugleich bewegt. Unter diesem Aspekt erleichtern die bereits definierten Korrekturfaktoren einer elektrischen Größe die Bewertung.

Die Schaltfestigkeit (Drift δX eines Parameters X bei gegebener Anzahl N_S von Schaltungen, vgl. Tafel 4) und die Stoßstromfestigkeit – sie ist gewährleistet, wenn ein gegebener Schaltkreiswiderstand r_S und ein maximaler Ladestrom $I_{L,max}$ nicht unter- bzw. überschritten werden – gewinnen zunehmend an Bedeutung. Für Tantalkondensatoren mit Halbleiterkatode gilt $I_{L,max} \approx 300$ mA und $r_S \lesssim 3\,\Omega\,V^{-1}$.

Im Zusammenhang mit der Stoßstromempfindlichkeit ist bei diesen Kondensatoren auf die starke Zunahme von λ mit abneh-

Tafel 4: Angaben zu zulässigen Grenzbelastungen und Toleranzgrenzen

Angaben zur Belastung	Kondensatorart	Toleranzgrenzen Al, flüssig	Ta, fest
obere bzw. untere Umgebungsgrenztemperatur			
ϑ_u in °C		NV: —55 HV: —25	—75
ϑ_o in °C		NV: 85 HV: 85	125
maximaler bzw. minimaler Kapazitätstoleranzbereich bei f = 50...120 Hz			
$\Delta_{C,min}$ in %		NV: — 5...5 HV: —10...50 ungepolt: —20...20	— 5...5
$\Delta_{C,max}$ in %		NV: —10...100	—20...20
maximale Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta_{max}$ in K Bauelement/Umgebung für Umgebungstemperatur ϑ_u in °C	ϑ_u	$\Delta\vartheta_{max}$ in K	$\Delta\vartheta_{max}$ in K
	20	15	10
	40	15	10
	50	12	10
	60	10	10
	70	5	10
	80	2	10
	85	1	10
	125	/	10
Schaltfestigkeit:			
zulässige Belastung N_S		10^6	10^8
Kapazitätsdrift δX_C in %		10	3

Tafel 5: Abhängigkeit des Parameters a von der Anzahl z der ausgefallenen Bauelemente eines Prüfloses bei 60%iger statistischer Sicherheit [4]

z	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
a_λ	0,92	2,02	3,1	4,2	5,3	6,3	7,4	8,4	9,5	10,5	11,5

Tafel 6: Gebräuchliche Belastungsarten und -regimes zur Prüfung von elektrischen Kondensator-Bauelementen

Belastungsart	Belastungsregime statisch, quasistatisch	dynamisch
elektrisch	U_p (T, R_{Schalt})[1], spannungslose Lagerung	Schaltfestigkeit, Spannungsfestigkeit der Isolierhülle
thermisch	T_p (Umhüllung)[2], Lötwärmebelastung	T_p-Wechsel, Lötwärmeschock
mechanisch	Überdruck, Unterdruck	Stoßfestigkeit, Schüttelfestigkeit Linearbeschleunigung, Druckwechsel, Zugfestigkeit, Biegefestigkeit, Torsionsfestigkeit
klimatisch	konstante Luftfeuchte, Salznebel, Mikroben	Feuchtewechsel
Strahlung	γ-Strahlen, Neutronen, Elektronen, kosmische Strahlung	

[1]) Prüfspannung
[2]) Prüftemperatur

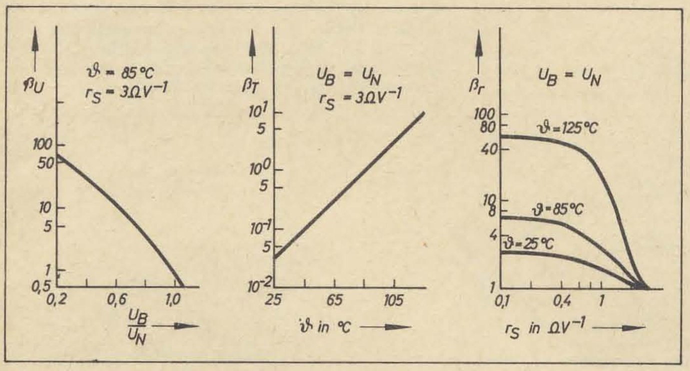
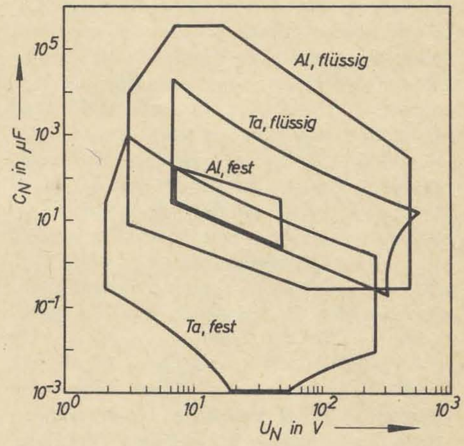


Bild 9: Einfluß der Betriebsspannung, der Umgebungstemperatur und des Schaltkreiswiderstandes auf die Ausfallrate, Angabe der Korrekturfaktoren β_U, β_T und β_r [5]

Bild 10: Praktisch realisierte C_N-U_N-Bereiche von Al- und Ta-Kondensatoren mit festem und flüssigem Elektrolyt ▶



mendem r_S hinzuweisen. Man hat daher anzusetzen

$$\lambda(U,T,r) = \beta_U \beta_T \beta_r \lambda \qquad (29)$$

Die β_i sind Korrekturfaktoren für Spannung (β_U), Temperatur (β_T) und Schaltkreiswiderstand (β_r). λ wird für $U = U_N$, $\vartheta = \vartheta_0$ und $r_S = 3\ \Omega V^{-1}$ bestimmt. Die Korrekturfaktoren sind nach [5] im Bild 9 grafisch dargestellt.

Parameterkorrelationen

Parameterkorrelationen im engeren Sinne betreffen die Beziehungen von Funktionsparametern des Bauelementes untereinander. Es sollen hier aber auch die Charakteristika der Funktionsparameter in Abhängigkeit von äußeren Parametern wie Frequenz, Temperatur und Spannung berücksichtigt werden. Man hat ferner zu beachten, daß die Nennparameter lediglich den Bauelementetyp bezeichnen. Sie sind stets in Verbindung mit äußeren Standardparametern sowie mit Angaben zu den zulässigen Grenzwerten bzw. Parametertoleranzen zu sehen.

Die eigentlichen Funktionsparameter beziehen sich immer auf eine bestimmte Ersatzschaltungsvorstellung. Mit dieser muß das Meßverfahren, nach der der Parameter meßtechnisch bestimmt wird, kompatibel sein. Das Ersatzschaltungsmodell ist streng genommen die Basis für konkrete Korrelationsbetrachtungen, wobei der Gültigkeitsnachweis im gesamten Betrachtungsbereich der äußeren Parameter vorauszusetzen ist. Um den Charakter einer allgemeinen Übersichtsdarstellung im Sinne von Richtwertbetrachtungen wahren zu können, wird im folgenden jedoch in einigen Fällen auf diese Strenge verzichtet. Die Parameter, die sich auf die einfache Serienersatzschaltung beziehen, sind mit dem Index S bezeichnet. Spannung, Strom und Impedanz verstehen sich als Eingangsgrößen.

Aus der Darstellung im Bild 10 ist die Überlappung der C_N-, U_N-Felder von Ta- und Al-Elektrolytkondensatoren mit flüssigem und festem Elektrolyt ersichtlich. Geht man lediglich von C_N und U_N aus, so erkennt man die überragende Bedeutung der Kondensatorarten Al, flüssig, und Ta, fest. Für Betrachtungen der effektiven Belastbarkeit ist das Gehäusevolumen V von Bedeutung. Für Abschätzungen eignet sich das Auftragen des in der Praxis weitgehend realisierten V-Bereiches über Q_N nach Bild 11. Q_N läßt sich aus Bild 10 bestimmen. Um das Bauelement nicht thermisch zu überlasten, ist eine Abstufung der zulässigen Werte von I_{eff} bzw. U_{eff} mit steigender Frequenz erforderlich. Da in guter Näherung $I_{eff} \sim fC_N U_N$, wurden die oberen I_{eff}-Grenzwerte für Al, flüssig, im Bild 12a als Streubänder über $fC_N U_N$ aufgetragen (f = 50 bis 120 Hz). Die Lage der Streubänder für 50 Hz und 120 Hz unterscheidet sich in dieser Darstellung nur wenig. Die zulässigen U_{eff}-f-Verhältnisse mit V und U_N als Parameter für die Bauform Ta, fest, zylindrisch, dichtes Metallgehäuse, gehen aus Bild 12b hervor. Die Abszissenlage des Kurvenknikkes hängt im wesentlichen von V ab, wofür praktisch relevante Grenzwerte durch die gestrichelten Vertikalen im Bild 12b angedeutet sind.

Unter (nur bedingt zulässiger) Annahme linearer Verhältnisse innerhalb der V- und U_N-Bereiche und Verwendung der Diagramme nach Bild 10 und Bild 11 können für Abschätzungen Interpolationen in den Diagrammen des Bildes 12 vorgenommen werden. Bei rechnerischer Abschätzung gemäß Gl. (23) und Gl. (24) muß man P_{max} kennen (α_p s. Tafel 2). Nach Herstellerangaben gilt für Ta, fest, zylindrisches Metallgehäuse, etwa die im Bild 13 dargestellte Beziehung. Ansonsten hilft ein Vergleich der im Betriebszustand gemessenen Gehäusetemperaturdifferenz gegenüber Umgebungstemperatur mit den zulässigen Temperaturdifferenzen $\Delta\delta_{max}$ laut Herstellerangaben (s. Tafel 4).

Für die frequenzbezogene Impedanz Z_f gelten international genormte Grenzen. Wegen $Z_{10\,kHz} \approx R_S$ bzw. $Z_{100\,kHz} \approx R_S$ ist es üblich, die Grenzwerte für f = 10 kHz bzw. f = 100 kHz anzugeben. Im Bild 14 ist das im internationalen Maßstab praktisch realisierte Z-Streuband für f = 10 kHz bzw. 100 kHz für Al, flüssig, und Ta, fest, über Q_N aufgetragen.

Unter Beachtung der Frequenz- und Temperaturabhängigkeit findet man bei zylindrischen Bauformen mit Metallgehäuse die im Bild 15 gezeigte Z-Charakteristik. Das Diagramm im Bild 15a ist qualitativ typisch für Al, flüssig, bzw. Ta, fest, und quantitativ typisch für $C_N = 1\,000\,\mu F$, $U_N = 25\,V$ bzw. $C_N = 1\,000\,\mu F$, $U_N = 4\,V$. Die α_Z-f-Beziehung nach Bild 15b ist als typenabhängige Richtwertdarstellung für Ta, fest, bzw. Ta, flüssig, aufzufassen (s. Tafel 2). Oberhalb der Resonanzfrequenz reagiert das Bauelement induktiv. Es finden temperaturabhängig beachtliche f_{res}-Verschiebungen statt (s. gestrichelte Linien).

Den Anwender interessieren häufig die Serienersatzgrößen C_S, R_S und $\tan\delta_S$. Im Bild 16 ist die auf C_{S0} (Serienersatzkapazität bei $\vartheta = \vartheta_0$ und $f = f_0$) reduzierte Serienersatzkapazität über der Frequenz bzw. der Temperatur aufgetragen. Definiert man aus praktischen Erwägungen f_{krit} als die Frequenz, bei der $C_S/C_{S0} = 0{,}85$ ist, so fällt die relativ starke Temperaturabhängigkeit von f_{krit} auf. Ferner ist auf die empfindlichere Frequenz- und Temperaturabhängigkeit bei Al, flüssig, gegenüber Ta, fest, hinzuweisen. Die Temperaturempfindlichkeit nimmt aber mit zunehmendem U_N ab.

Gemäß Gl. (16) ist der reduzierte Serienverlustfaktor ($\tan\delta_{S0}$ entspricht $\tan\delta_S$ bei $\vartheta = \vartheta_0$ und $f = f_0$) im Bereich $f_0 < f < f_{krit}$ annähernd f proportional, da C_S und R_S hier wenig frequenzabhängig sind (vgl. Bild 17). Dies ist weitgehend typunabhängig. Obgleich die Kurven im Bild 17a quantitativ nur für die Typen $C_N = 4{,}7\,\mu F$, $U_N = 40\,V$ (Al, flüssig) und $C_N = 4{,}7\,\mu F$, $U_N = 35\,V$ (Ta, fest) zutreffen, ist daher eine Übertragung auf beliebige Typen zylindrischer Bauelemente mit dichtem Metallgehäuse für abschätzende Betrachtungen zulässig. Andere Verhältnisse liegen dagegen bei der Temperaturabhängigkeit vor, weil C_S und R_S z. T. gegenläufig von ϑ abhängen. Je nach Dominanz der Temperaturkoeffizienten des Elektrolytwiderstandes bzw. der Oxidkapazität fällt bzw. steigt $\tan\delta_S$ mit zunehmender Temperatur. Bei dominierendem Metallfolienwiderstand ist diese Temperaturabhängigkeit praktisch zu vernachlässigen. Deshalb sind die Kurven im Bild 17b nur streng typbezogen als Richtwertdarstellungen aufzufassen. Da sich

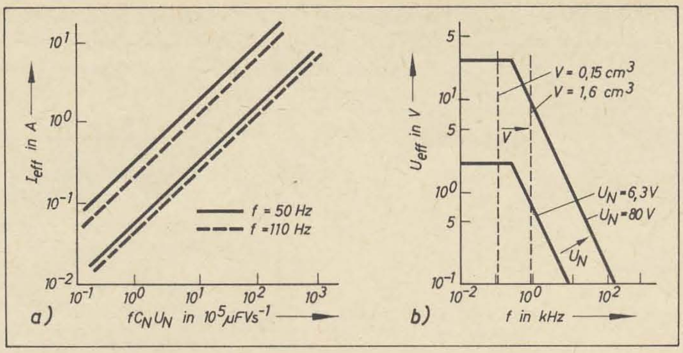


Bild 12: a) Streuband-Darstellung der oberen I_{eff}-Grenzwerte für Al, flüssig; b) zulässige Effektivspannung für Ta, fest

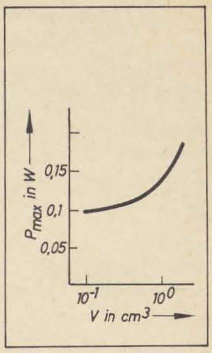


Bild 13: Maximal zulässige Verlustleistung für Ta, fest, hermetisch dichtes Metallgehäuse

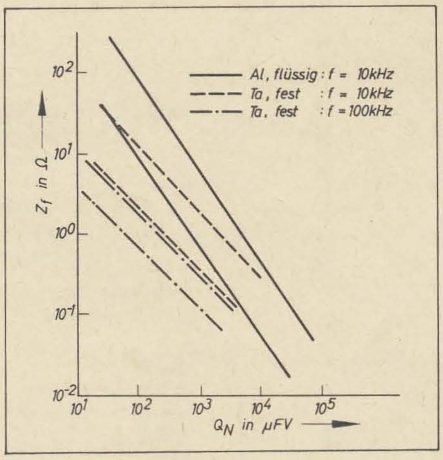


Bild 14: Praktisch realisierte Impedanzstreubänder für Al, flüssig, und Ta, fest

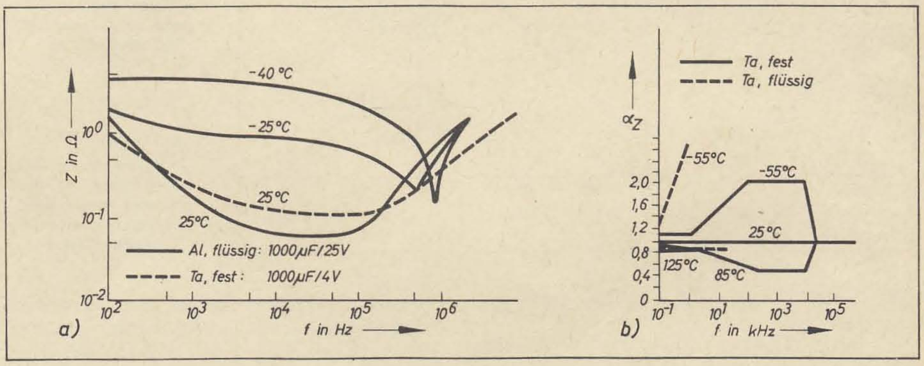


Bild 15: a) Impedanz-Frequenz-Charakteristiken für Vergleichstypen der Kondensatorgruppen Al, flüssig, und Ta, fest; b) Richtwertdarstellung des frequenz- und temperaturabhängigen Impedanzmultiplikators für Ta, fest, und Ta, flüssig ▼

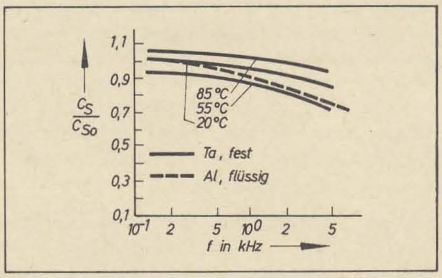
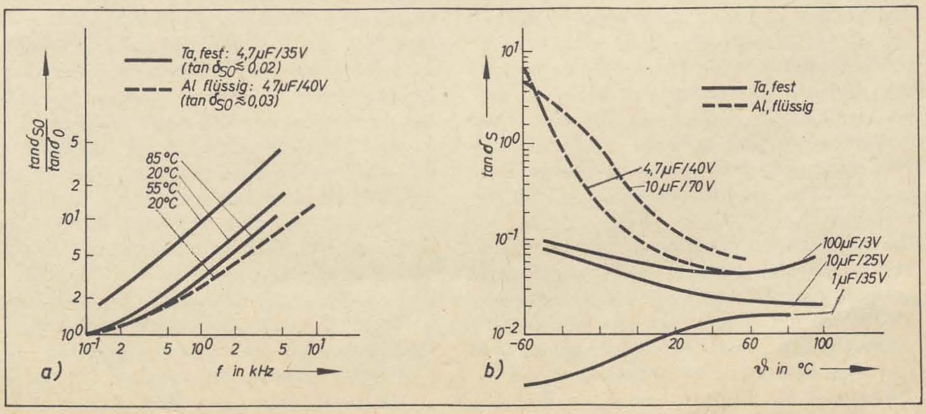


Bild 16: Darstellung der reduzierten Serienersatzkapazität von Al, flüssig, und Ta, fest

Bild 17: a) Frequenzcharakteristik des reduzierten Serienverlustfaktors von Al, flüssig, und Ta, fest; b) Temperaturgang des Serienverlustfaktors für typische Vertreter der Kondensatorgruppen Al, flüssig, und Ta, fest ▼



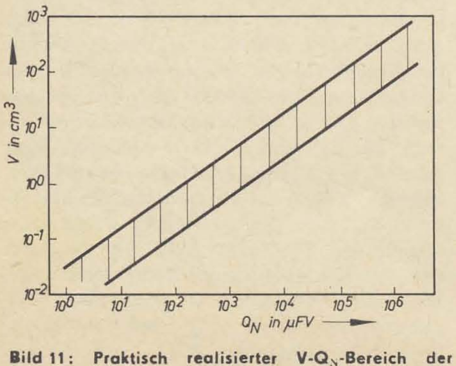


Bild 11: Praktisch realisierter V-Q_N-Bereich der Kondensatorarten Al, flüssig, und Ta, fest

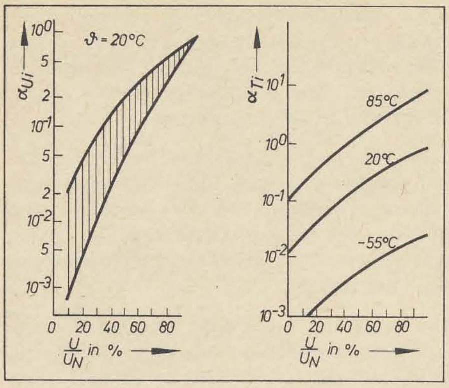


Bild 18: Richtwertdarstellung der Spannungs- und Temperaturkorrekturfaktoren des Reststromes von Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyt

R_S leicht mit Gl. (14) berechnen läßt, wird hier auf die grafische Darstellung von $R_S = R_S(\vartheta, f)$, dessen Betrag bei ϑ_0, f_0 im Bereich von 0,1...5 liegt, verzichtet (s. a. Bild 14).

Der Reststrom als Funktion von U ist stark von der Herstellungstechnologie abhängig. Allgemeingültige Korrelationen auch unter dem Aspekt der Richtwertbetrachtung sind daher in der Literatur wenig zu finden. Meist begnügen sich deshalb die Bauelementehersteller mit der Angabe oberer Grenzwerte im Sinne von Garantiegrößen.

Für überschlägige Betrachtungen sind orientierende Korrekturfaktoren α_{Ui} und α_{Ti} gemäß Gl. (20) für Ta, fest, im Bild 18 grafisch angegeben. Dabei ist es in guter Näherung gleichgültig, ob man A, B oder S für i einsetzt. Bei der Kondensatorenart Ta, flüssig, hat man α_{Ui} bzw. α_{Ti} nach Bild 18 etwa mit dem Faktor 10 zu multiplizieren.

Literatur

[1] 1977 World Markets Forecast, World Overview. Electronics 50 (1977) H. 6, S. 90

[2] Thiesbürger, E.: Elektrolytkondensatoren. Teningen: Frako GmbH 1971

[3] Langer, H.-D.: Manganoxid als halbleitende Komponente in Kondensatorelementen. Vortrag Fachtagung Mikroelektronik-Technologie und Applikation, Karl-Marx-Stadt 1978

[4] TGL 32 377/03 Bauelemente der Elektronik, Prüfung (3/1977)

[5] Kleindienst, P.: Neue Ergebnisse über die Zuverlässigkeit des Tantal-Kondensators. Internationale elektronische Rundschau 24 (1970) H. 8, S. 205

Periodische Schwingungspaketsteuerung mit Triacs

Dr. HANS-JÜRGEN KOWALSKI

Anhand einer Gegenüberstellung des Störverhaltens von Phasenanschnittschaltung und Schwingungspaketsteuerung werden die Vor- und Nachteile der Schwingungspaketsteuerung kurz erläutert, und es wird eine praktisch erprobte Schaltung angegeben, in der als Leistungsschalter sowjetische Triacs der TC-10-Reihe eingesetzt werden.

Thyristoren und Triacs haben sich in den letzten Jahren ein breites Anwendungsfeld erschlossen, das weit über ihr ursprüngliches Einsatzgebiet in der kommerziellen Leistungselektronik hinausreicht [1] [2] [3] [4].

Dem großen Vorteil der stufenlosen Leistungsregelung nach dem Prinzip der Phasenanschnittsteuerung steht ein nicht zu übersehender Nachteil gegenüber: Netzbetriebene Phasenanschnittschaltungen verursachen erhebliche hochfrequente Störungen und erfordern insbesondere beim Schalten größerer Ströme relativ aufwendige Maßnahmen zur Entstörung (LC-Filter). Auch kann im Augenblick des Einschaltens einer Wechselstromlast, insbesondere bei sehr niederohmigen reinen Wirklasten, die Stromanstiegsgeschwindigkeit di/dt sehr hoch werden und den zulässigen Höchstwert überschreiten, was die Zerstörung des Thyristors bzw. des Triacs zur Folge haben kann [5].

Wesentlich günstiger liegen die Verhältnisse, wenn das Einschalten in dem Augenblick erfolgt, in dem die Netzspannung ihren Nulldurchgang hat (vgl. Bild 1). Der Laststrom kann nicht schneller ansteigen, als es der Anstieg der Netzwechselspannung und der Lastwiderstand gestatten, so daß man mit relativ niedrigen Grenzwerten für die Stromanstiegsgeschwindigkeit auskommt.

Dieses Prinzip wird bei der Schwingungspaketsteuerung angewendet. Bei der Schwingungspaketsteuerung — üblich sind auch die Begriffe Periodengruppen- und Schwingungsblocksteuerung — handelt es sich um einen Steuervorgang, bei dem der Stromdurchgang während einer ganzen Zahl von Halbschwingungen freigegeben und während einer ganzen Zahl folgender Halbschwingungen gesperrt wird.

Entgegen der gelegentlich vertretenen Meinung [6] [7], daß die periodische Schwingungspaketsteuerung mit Nullspannungsschalter völlig störfrei sei, zeigt die Berechnung in der Tafel, daß auch hier unerwünschte Spektrallinien auftreten [vgl. Gl. (4)].

Das Ergebnis der Ermittlung des jeweiligen Störspektrums wird an einem Beispiel in der Tafel für ein willkürlich gewähltes Tastverhältnis veranschaulicht. Es zeigt, daß die periodische Schwingungspaketsteuerung mit Nullspannungsschalter praktisch keine hochfrequenten Störungen erzeugt, daß im niederfrequenten Gebiet jedoch mit Störungen gerechnet werden muß.

Die praktische Realisierung einer Schwingungspaketsteuerung mit Nullspannungsschalter kann mit Hilfe der Impulsbreitensteuerung oder mit einem Zweipunktregler erfolgen, wobei die Impulsbreitensteuerung prinzipiell auch Zweipunktverhalten aufweist.

Bild 1 veranschaulicht beide Möglichkeiten. Die periodische Schwingungspaketsteuerung mit Impulsbreitensteuerung kann durch Änderung des Tastverhältnisses eines astabilen Multivibrators realisiert werden (vgl. Bild 3). Hierbei wird die Schaltperiode T von der Wahl der Zeitkonstanten des astabilen Multivibrators bestimmt und stellt, einmal festgelegt, eine konstante Größe dar. Das Ein- und Ausschalten erfolgt periodisch in rascher Folge. Am Verbraucher stellt sich eine mittlere Leistung P_m ein, die vom Tast-

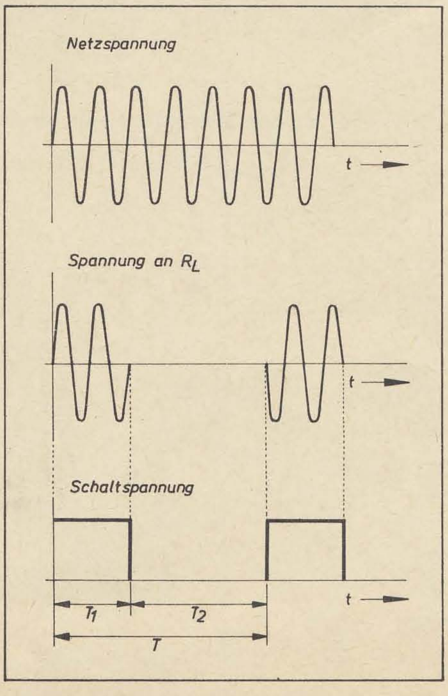


Bild 1: Prinzip der periodischen Schwingungspaketsteuerung mit Nullspannungsschalter

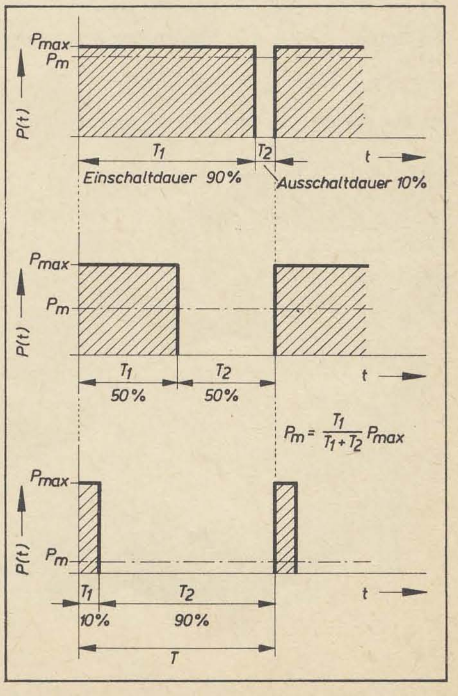


Bild 2: Abhängigkeit der mittleren Verbraucherleistung vom Verhältnis der Ein- zur Ausschaltdauer

verhältnis T_1/T abhängig ist, s. Bild 2. Beispielsweise beträgt P_m bei einem Tastverhältnis von 1:2 50 % der vollen Leistung P_{max}.

Beim Einsatz eines Zweipunktreglers sind Einschaltdauer T_1 und Schaltperiode T variable Größen, die von der vorgegebenen Einschaltschwelle und beispielsweise von der Umgebungstemperatur, wenn ein Temperaturfühler verwendet wird, abhängen. Ergänzend sei vermerkt, daß hier nur beim Umschalten des Zweipunktreglers niederfrequente Störungen auftreten.

Bei dem Einsatz von Nullspannungsschaltern muß beachtet werden, daß mit ihnen, im Gegensatz zum Prinzip der Phasenanschnittssteuerung, nur komplette Halbwellen geschaltet werden können. Deshalb ist das Prinzip der Schwingungspaketsteuerung auch nur für Geräte mit großer Trägheit geeignet. Eine Helligkeitssteuerung von Glühlampen ist beispielsweise nicht möglich.

Ideale Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich für wärmetechnische Geräte aller Art wie Lötkolben, Heizöfen, Kochplatten, Boiler, Warmhalteplatten usw. Bei hinreichend kurzen Schaltimpulsen ist die periodische Schwingungspaketsteuerung aber auch für die Drehzahlsteuerung elektrischer Motore geeignet, da die Schwungmasse des Motors auf die kurzen periodischen Leistungsstöße integrierend wirkt.

Bild 3 zeigt den Stromlaufplan einer erprobten Schaltung für eine periodische Schwingungspaketsteuerung mit Impulsbreitensteuerung. Als Leistungsschalter wurde eine sowjetischer Triac der TC-10-Reihe eingesetzt. Die technischen Daten dieser Triacs sind in [9] angegeben.

Die Schaltung kann in zwei Funktionsgruppen unterteilt werden, den Nullspannungsschalter (T_1 bis T_4) mit dem Triac TC 10-5 und den astabilen Multivibrator (T_5, T_6) mit einstellbarem Tastverhältnis zur Impulsbreitensteuerung.

Um den Triac immer dann zu zünden, wenn die Netzwechselspannung durch Null geht, muß man der Zündelektrode G des Triacs Impulse zuführen, die zeitlich genau mit den Spannungsnulldurchgängen der Netzwech-

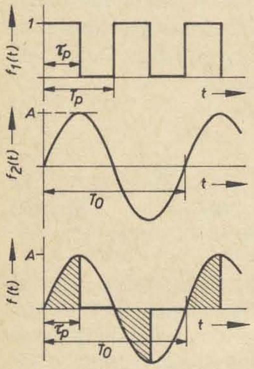
Vergleich der Störspektren von Phasenanschnittschaltung und Schwingungspaketsteuerung mit Nullspannungsschalter

(Die Berechnung der jeweiligen Zeitfunktion f(t) ergibt sich aus der Multiplikation zweier geeignet gewählter Zeitfunktionen $f_1(t)$ und $f_2(t)$, wobei $f_1(t)$ eine Rechteckfunktion, $f_2(t)$ eine sinusförmige Zeitfunktion beschreibt)

Phasenanschnittschaltung (Vollwellenbetrieb)	Schwingungspaketsteuerung mit Nullspannungsschalter

Die Zeitfurnktion $f_1(t)$ eines Rechteckpulses mit variablem Tastverhältnis τ_p/T_p bzw. T_1/T_* läßt sich nach [8] in folgender Form als Fourierreihe angeben:

Phasenanschnittschaltung:



$$f_1(t) = \frac{\tau_p}{T_p}\left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty} si\left(\frac{n\pi\tau_p}{T_p}\right)\cos\frac{2n\pi}{T_p}t\right].$$

$f_2(t) = A \sin \omega_0 t$ bzw. mit

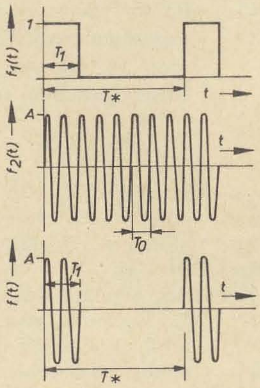
$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi}{T_0} \text{ u. } T_0 = 2T_p$$

$$f_2(t) = A \sin \frac{\pi}{T_p} t$$

$f(t) = f_1(t) \cdot f_2(t)$ mit

$$0 \leq \tau_p \leq \frac{T_0}{2}$$

Schwingungspaketsteuerung:



$$f_1(t) = \frac{T_1}{T_*}\left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty} si\left(\frac{n\pi T_1}{T_*}\right)\cos\frac{2n\pi}{T_*}t\right]. \quad (1)$$

$f_2(t) = A \sin \omega_0 t$ bzw. mit

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

$$f_2(t) = A \sin 2\pi f_0 t \quad (2)$$

$f(t) = f_1(t) \cdot f_2(t)$

Mit den Gln. (1) und (2) und mit dem Additionstheorem $\sin\alpha \cos\beta = \frac{1}{2}[\sin(\alpha+\beta) + \sin(\alpha-\beta)]$ ergibt sich für f(t)

Phasenanschnittschaltung:

$$f(t) = \frac{A\tau_p}{T_p}\left\{\sin\frac{\pi}{T_p}t + \sum_{n=1}^{\infty} si\left(\frac{n\pi\tau_p}{T_p}\right)\left[\sin(2n+1)\frac{\pi}{T_p}t - \sin(2n-1)\frac{\pi}{T_p}t\right]\right\}$$

bzw. mit $T_p = \frac{T_0}{2} = \frac{1}{2f_0} = \frac{\pi}{\omega_0}$

$$f(t) = \frac{2A\tau_p}{T_0}\left\{\sin\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} si\left(\frac{n2\pi\tau_p}{T_0}\right)\left[\sin(2n+1)\omega_0 t - \sin(2n-1)\omega_0 t\right]\right\}$$

Schwingungspaketsteuerung:

$$f(t) = A\frac{T_1}{T_*}\left\{\sin 2\pi f_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} si\left(\frac{n\pi T_1}{T_*}\right)\left[\sin 2\pi(f_0 + nf_*)t + \sin 2\pi(f_0 - nf_*)t\right]\right\}$$

bzw. mit $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, $f_* = \frac{\omega_*}{2\pi}$

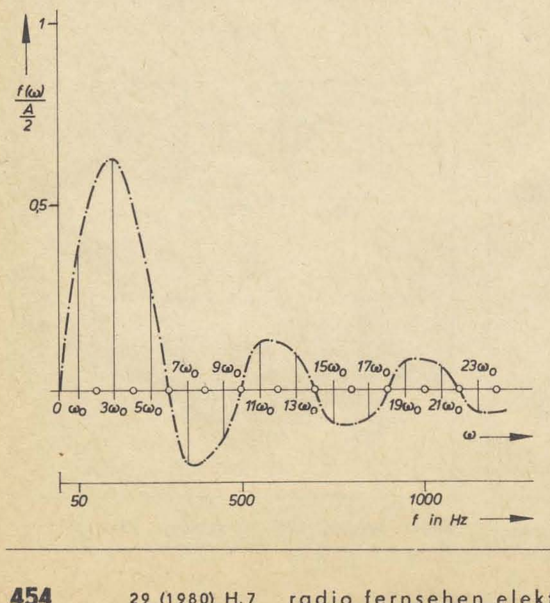
$$f(t) = A\frac{T_1}{T_*}\left\{\sin\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} si\left(\frac{n\pi T_1}{T_*}\right)\left[\sin(\omega_0 + n\omega_*)t + \sin(\omega_0 - n\omega_*)t\right]\right\} \quad (3)$$

Die Spektrallinien des Spektrogrammes liegen bei

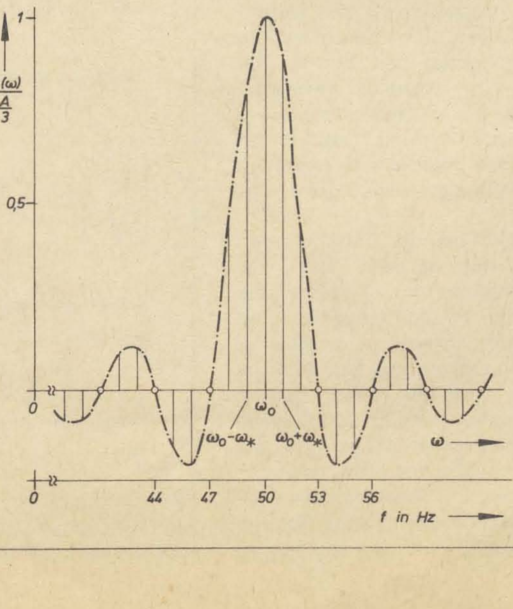
Phasenanschnittschaltung	Schwingungspaketsteuerung	
$\omega = (2k+1)\omega_0 \qquad k = 0, 1, 2, 3, \ldots$	$\omega = \omega_0 \pm n\,\omega_* \qquad n = 1, 2, 3, \ldots$	(4)

Für ein willkürlich gewähltes Tastverhältnis wird die Verteilung des Störspektrums an einem Beispiel veranschaulicht.

B.: $\tau_p/T_0 = 1/4$



B.: $T_1/T_* = 1/3$ und $f_* = 1$ Hz



selspannung übereinstimmen. Das wird durch die Gleichrichterbrücke D_5 bis D_8 und die Transistoren T_3, T_4 erreicht. Die Basis-Emitterstrecke des Transistors T_4 wird durch die Doppelweggleichrichtung mit Sinushalbwellen angesteuert, wobei T_4 nur in der Nähe des Nulldurchganges der Netzspannung gesperrt ist. Am Kollektor von T_4 entstehen somit zum Zeitpunkt des Nulldurchganges der Netzspannung Impulse, die über die Transistoren T_3 bis T_1 verstärkt an die Zündelektrode G des Triacs gelangen, wobei der Transistor T_7 vom astabilen Multivibrator durchgeschaltet sein muß. Ist der Transistor T_7 geöffnet, erhält der Triac keine Zündimpulse und sperrt.

Die Stromversorgung der Schaltung wird direkt über R_6 und D_4 aus dem Netz gewonnen. Die Z-Diode D_3 dient zur Stabilisierung der Betriebsspannung.

In Reihe mit dem Triac liegt der ohmsche Lastwiderstand R_L, der in Abhängigkeit vom verwendeten Kühlkörper (K 10 bzw. K 25 vom VEB Gleichrichterwerk Stahnsdorf) eine maximale Leistungsaufnahme von 2 kW bzw. 3 kW haben darf. Bei der praktischen Erprobung der Schaltung wurden aber auch Verbraucher mit vergleichsweise geringer Leistungsaufnahme von nur 60 W sicher über den gesamten Stellbereich des astabilen Multivibrators geschaltet. Die kleinste zu schaltende Leistung ist abhängig von der Breite des Zündimpulses und vom Haltestrom des Triacs.

Der astabile Multivibrator (T_5, T_6) liefert die im Bild 1 dargestellte Schaltspannung, die dem Transistor T_7 zugeführt wird. Sie öffnet und schließt T_7 im mit dem Potentiometer P_1 eingestellten Tastverhältnis. Die Frequenz des Taktgebers bestimmt die Einschalthäufigkeit des Verbrauchers; sie ist abhängig von dessen thermischer Zeitkonstante. Mit der Dimensionierung nach Bild 3 ergibt sich beispielsweise für die Periodendauer $T \approx 0{,}4$ s.

Es läßt sich leicht zeigen, daß zwischen der sich am Verbraucher einstellenden mittleren Leistung P_m und dem Drehwinkel des Potentiometers ein linearer Zusammenhang besteht.

Für die Periodendauer T des astabilen Multivibrators gilt nach [10] mit $C = C_2 = C_3$

$$T = T_1 + T_2 = (R_1{}^* + R_2{}^*) C \ln 2 \quad (5)$$

Bemerkung: * symbolisiert, daß in R_1 und R_2 noch der jeweilige Anteil von P_1 enthalten ist.

Mit

$$P_m = \frac{T_1}{T_1 + T_2} P_{max} \quad (6)$$

(vgl. Bild 2)

$$R(\alpha) = R \frac{\alpha}{270°} \quad (7)$$

und Gl. (5) erhält man

$$P_m(\alpha) = \frac{R_v + R \dfrac{\alpha}{270°}}{2R_v + R} P_{max} \quad (8)$$

wobei R_v identisch ist mit den Widerständen R_1 und R_2. $R(\alpha)$ beschreibt den vom Drehwinkel α des Potentiometers P_1 abhängigen Widerstandswert, R entspricht dem Widerstand des Potentiometers am Endanschlag ($\alpha = 270°$).

Aus Gl. (8) ergeben sich mit $R_v = R_1 = R_2 = 22\,k\Omega$ und $R = 0{,}5\,M\Omega$ die beiden Endwerte für den Einstellbereich der mittleren Leistung P_m am Verbraucher:

$$P_m(\alpha = 0°) = 0{,}04\,P_{max}$$
$$P_m(\alpha = 270°) = 0{,}96\,P_{max}$$

Aus den Ergebnissen ist zu entnehmen, daß mit der Schaltung nach Bild 3 eine stufenlose Leistungsregelung von 4...96 % der vollen Verbraucherleistung möglich ist.

Bild 4 zeigt eine erweiterte Variante der Schaltung nach Bild 3 für Drehstromverbraucher mit reeller Last. Die Schaltung besteht aus drei Nullspannungsschaltern für jede Drehstromphase und einem gemeinsamen Taktgeber. Der Triac TC 10-5 im Bild 3 wird durch Triacs höherer Spannungsfestigkeit ersetzt (TC 10-6). Die von den Triacs gesteuerte maximale Last wird vom Dauereffektivstrom der Triacs begrenzt und beträgt hier etwa 9 kW.

Bild 5 gibt einen Leiterplattenentwurf und den entsprechenden Bestückungsplan für die Schaltung nach Bild 3 an.

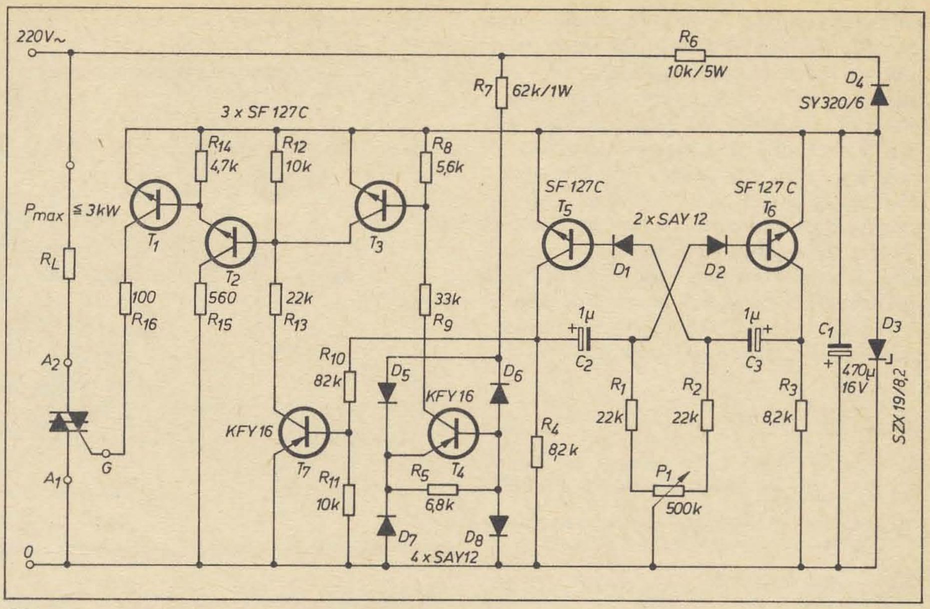
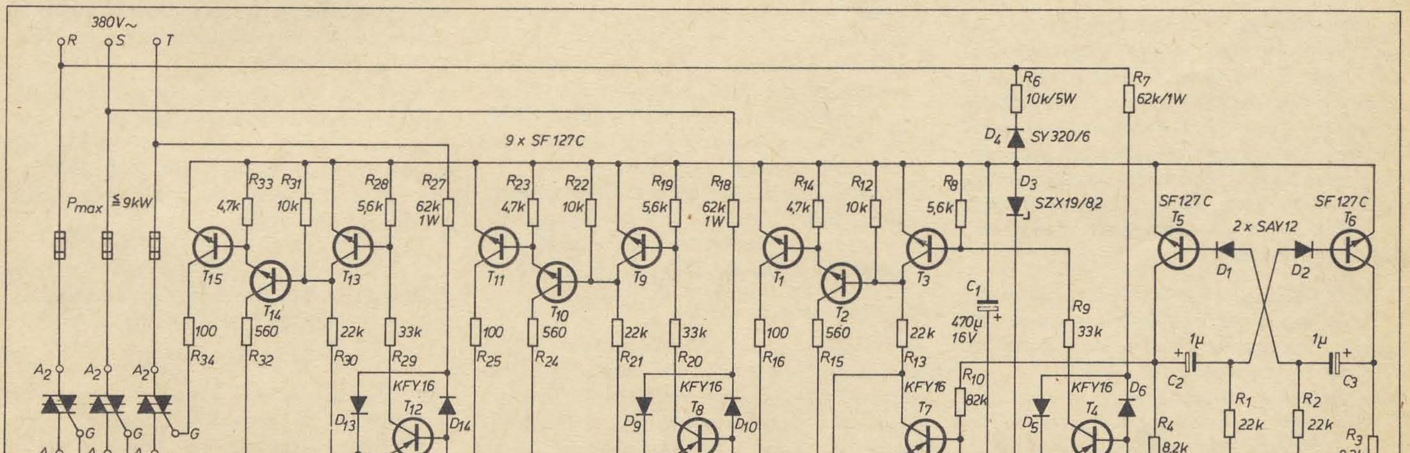


Bild 3: Stromlaufplan der periodischen Schwingungspaketsteuerung mit Impulsbreitensteuerung durch astabilen Multivibrator

Bild 4: Erweiterte Variante für Drehstromverbraucher



Abschließend soll erwähnt werden, daß führende IS-Hersteller seit längerem integrierte Nullspannungsschalter zum Ansteuern von Thyristoren bzw. Triacs anbieten (z. B. CA 3058, CA 3059, CA 3079 von RCA [7]). Häufig sind diese IS so universell ausgelegt, daß sie sowohl für Phasenanschnittschaltungen als auch für Schwingungspaketsteuerungen verwendet werden können. Eine derartige universell einsetzbare IS ist der Ansteuerschaltkreis U 706 D aus dem VEB Funkwerk Erfurt [11]. Die IS MAA 436 aus der ČSSR ist nur für Phasenanschnittschaltungen geeignet [12].

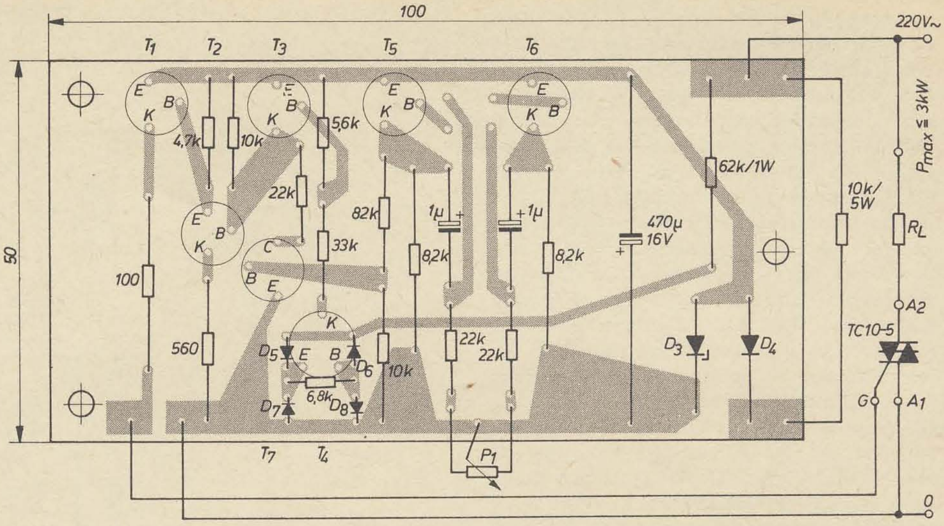


Bild 5: Bestückte Leiterplatte für die Schaltung nach Bild 3

Literatur

[1] Horn, U.: Stufenlose Einstellung der Heizleistung mit Thyristoren. Funkschau 44 (1972) H. 10, S. 355–357

[2] Peltz, G.: Schaltungen mit Silizium-Planar-Thyristoren. Elektronik 24 (1975) H. 10, S. 91 bis 95

[3] Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1971/1972, S. 152–156

[4] Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1972/1973, S. 70–73

[5] Kabisch, H.: Anwendung von Thyristoren. Reihe Automatisierungstechnik, Bd. 138. Berlin: VEB Verlag Technik 1972

[6] Schweigert, H.: Der Multivibrator in Theorie und Praxis. Funktechnik 27 (1972) H. 2, S. 67 bis 70

[7] Thyristor- oder Triac-Ansteuerung mit integrierten Nullspannungsschaltern. Funktechnik 29 (1974) H. 15, S. 532–534; H. 16, S. 567–572; H. 17, S. 611 und 612

[8] Zinke, O.; Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Berlin, Göttingen, Heidelberg, New York: Spirnger-Verlag 1965

[9] Bottke, E.: Halbleiterinformation 137. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 1, S. 31 und 32

[10] Budinský, J.: Techniques of Transistor Switching Circuits. SNTL, Prague 1968

[11] Graichen, G.; Niksch, D.: Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 143–149

[12] Gienapp, A.; Rachvoll, K.-D.: Eigenschaften und Anwendung der IS MAA 436. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 4, S. 250–252

Elektrische Probleme beim Einsatz von Zweiebenenleiterplatten

Dipl.-Ing. GÜNTER TURINSKY

Mit der Einführung von Mikroprozessoren hat die Zweiebenenleiterplatte als zuverlässige und ökonomische Verdrahtungs- und Bauelementeträgerbaugruppe weiter an Bedeutung gewonnen. Bei Einhaltung einiger grundsätzlicher Applikationsvorschriften ist es mit ihr möglich, logische Komplexe für kleine digitale Geräte (Mikrorechner, Meßautomaten, Steuergeräte u. a.) mit hoher Funktionssicherheit aufzubauen. Eine wichtige Voraussetzung für den Entwurf ist dabei die Kenntnis der Leitungsbeläge (Widerstands-, Ableitungs-, Kapazitäts- und Induktivitätsbelag) der in den Konstruktionsforderungen (TGL 25 016) zugelassenen Leitungsgeometrien. In dieser Arbeit werden einige grundsätzliche Hinweise zur Trassierung von Zweiebenenleiterplatten gegeben, die beim Einsatz von TTL-Schaltkreisen, Speicherschaltkreisen und deren Ergänzungsbaugruppen unbedingt beachtet werden sollten.

Problemstellung

Bei der Placierung der integrierten Schaltkreise und Trassierung der Leiterzüge (betrifft manuelle und maschinelle Verfahren in gleicher Weise) hat es der Leiterplattenentwerfer in der Hand, den Grad der galvanischen und kapazitiv-induktiven Verkopplung aller Schaltkreise einer Steckeinheit zu beeinflussen. Vor Trassierungsbeginn muß er sich jedoch mit folgenden Problemen auseinandersetzen:

1. Wie hoch soll bzw. darf die kapazitive Belastung eines Schaltkreises durch das Verdrahtungsnetz für die Einhaltung bestimmter Datenblattwerte sein?
2. In welchem Längenbereich dürfen zwei oder mehrere Leiterzüge nebeneinander und untereinander geführt werden? Sind Maßnahmen zur Entkopplung von bestimmten Leitungen (Takt, Steuerleitungen) erforderlich?
3. Ist es notwendig, die Betriebsspannung über besondere Bandleitungen induktivitätsarm und kapazitätsbehaftet vom Steckverbinder an die Schaltkreispins heranzuführen? Diese Frage ist für statische und dynamische Fälle getrennt zu beantworten.
4. Welche Zeitdauer dürfen die Einschwingvorgänge auf den Leitungen in einem vorgegebenen Zeitschema einnehmen? Im Vordergrund steht die Betrachtung der zeitkritischen logischen Ketten.
5. Welche Werte dürfen die Überschwingamplituden im L- und H-Signal der Schaltkreise annehmen, ohne daß eine Zerstörung der Schaltkreise eintritt?

Kapazitätsbelag

Jeder Leiterzug auf einer Leiterplatte bildet zu seiner Umgebung eine Kapazität. Die Kapazität je Längeneinheit dieses Leiters gegen die Bezugsklemme des zu verdrahtenden Komplexes (in den meisten Fällen Masseleiter) wird als Kapazitätsbelag C′ bezeichnet. Der Kapazitätsbelag der Leiterzüge auf einer Zweiebenenleiterplatte ist großen Schwankungen unterworfen, da die Masseleiter einen sehr unterschiedlichen geometrischen Abstand zu diesen haben können.

Die Kapazität zwischen den Signalleiterzügen drückt die Verkopplung der Signalleiter untereinander aus, sie wird als Koppelkapazität C_K bezeichnet.

Im Bild 1 ist die Abhängigkeit der Kapazität zwischen zwei Leiterzügen von den geometrischen Größen Abstand und Leiterzugbreite dargestellt. Der reale Kapazitätsbelag C′ ergibt sich unter Beachtung des Dielektrikums aus Gl. (1):

$$C' = K\,\varepsilon' \quad (1)$$

ε' errechnet sich für alle vier Beispiele im Bild 1 aus der Näherung Gl. (2).

$$\varepsilon' = 0{,}5\,(\varepsilon_0 + \varepsilon_r) \quad (2)$$

Für Cevausit ist mit $\varepsilon_r = 4{,}5 \ldots 5{,}5$ und $\varepsilon_0 = 0{,}0885416$ pF/cm $\varepsilon' = 2{,}2942708$ bis 2,7942708 einzusetzen. Der Faktor K ist für jeden Leitungstyp aus dem Diagramm im Bild 1 zu entnehmen. K wurde aus Gleichungen in der Fachliteratur [1] [2] und einigen Kontrollmessungen bestimmt. Der Fehler beträgt weniger als 10 %. Die vier angegebenen Leitungstypen sind als typische Vertreter einer Zweiebenenleiterplatte

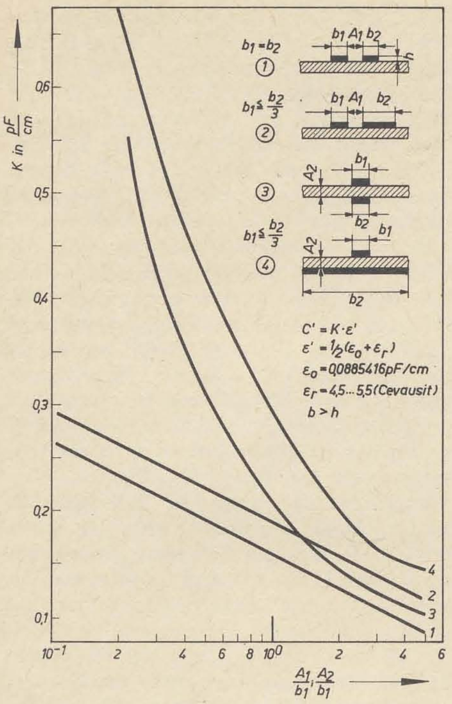


Bild 1: Kapazität zwischen zwei Leiterzügen

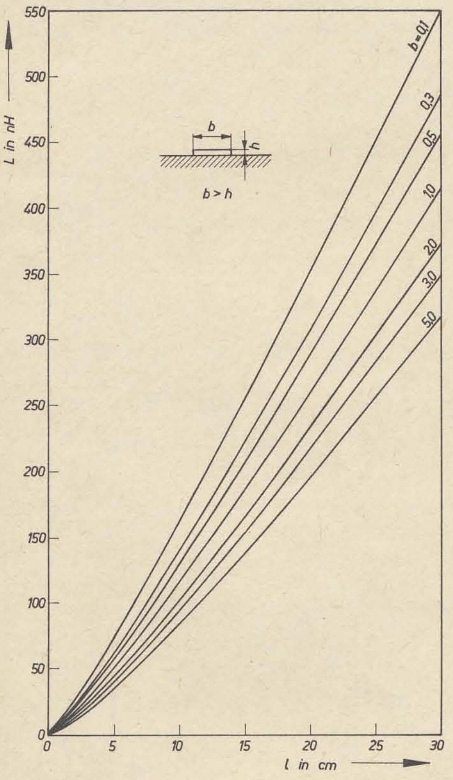


Bild 2: Induktivität eines gedruckten Leiterzuges als Funktion der Länge. Parameter: Leiterzugbreite

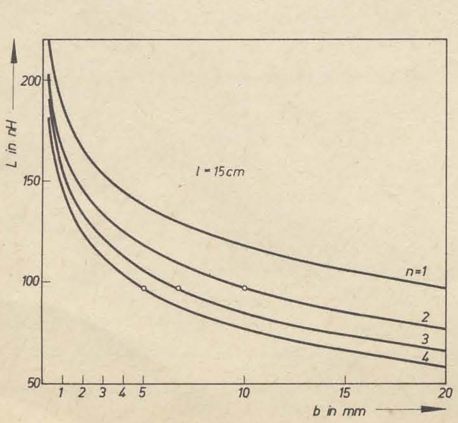


Bild 3: Induktivität von parallelgeschalteten Leiterzügen als Funktion der Summenbreite b. Parameter: Anzahl der parallelgeschalteten Leiterzüge n

für theoretische Berechnungen völlig ausreichend.

Induktivitätsbelag

Der Induktivitätsbelag von Leiterzügen spielt bei TTL-Schaltkreisen eine nicht zu vernachlässigende Rolle, da diese leistungsgesteuert werden und der Stromverbrauch für beide Schaltzustände unterschiedlich ist. Beides führt bei den dynamischen Schaltvorgängen zu gedämpften Schwingungen auf allen Leitungen, die die Schaltsicherheit beeinträchtigen können.

Die Induktivität eines Leiterzuges, der die Form eines gestreckten Bandes hat, läßt sich näherungsweise aus Gl. (3) berechnen [3]:

$$L = 2l\left(\ln\frac{2l}{b} + 0{,}5 + 0{,}22\,\frac{b}{l}\right) \qquad (3)$$

b in cm, l in cm, L in nH

Unter der Annahme, daß die Breite b des Leiters größer ist als seine Höhe h, ist die Induktivität der Breite und der Länge l proportional. Im Bild 2 ist die Gl. (3) für einen interessierenden Wertebereich grafisch dargestellt. Demnach sind zwei Möglichkeiten zur Herabsetzung der Leiterinduktivität vorhanden.

Wie die Gradienten der Zunahme der Induktivität von l und b im Bild 2 zeigen, tritt die wirksamste Änderung durch Längenänderung ein. Ein 0,3 mm breiter Leiterzug verändert seine Induktivität bei der Halbierung seiner Länge von 30 cm auf 15 cm von 486 nH auf 222 nH; das ist weniger als die Hälfte. Wie wenig wirksam die Verbreiterung des Leiterzuges ist, zeigt folgendes Zahlenbeispiel. Ein 30 cm langer Leiterzug von 0,5 mm Breite (L = 455 nH) verändert seine Induktivität bei der zehnfachen Breite (b = 5,0 mm) nur auf L = 317 nH; das ist nicht einmal die Hälfte.

Es stellt sich die Frage, welche Wirkung parallelgeschaltete Leiterzüge haben. Bild 3 zeigt die Induktivität eines Leiterzuges (n = 1) und mehrerer parallelgeschalteter Leiterzüge (n = 2 bis 4) als Funktion der Leiterbreite. Die Leiterbreite b ergibt sich aus der Summe der Einzelleiterbreiten n = 2 bis 4. Für die Erarbeitung des Diagramms wurde allerdings eine 100%ige Entkopplung der betrachteten Leiterzüge angenommen. Die Leiterzuglänge beträgt l = 15 cm. Aus diesem Diagramm ist beispielsweise zu entnehmen, daß eine vollmetallisierte Fläche der Länge l = 15 cm und der Breite b = 2 cm die gleiche Induktivität L = 97 nH aufweist, wie

2 parallele Leiterzüge mit b = 5 mm oder
3 parallele Leiterzüge mit b = 2,25 mm oder
4 parallele Leiterzüge mit b = 1,25 mm.

Die Flächeneinsparung beträgt in der genannten Reihenfolge 50 %, 66,25 % und 75 %. Die Induktivitätsabnahme durch parallelgeschaltete Leiterzüge kann bei trassierten Leiterplatten nicht voll genutzt werden, da eine magnetisch entkoppelte Führung (großer geometrischer Abstand) der Leiterzüge nicht auf der gesamten Leiterplattenfläche gelingt. Das ist um so kritischer, je größer die Anzahl der parallelgeschalteten Leiterzüge wird. Die Zunahme der Gesamtinduktivität parallelgeschalteter

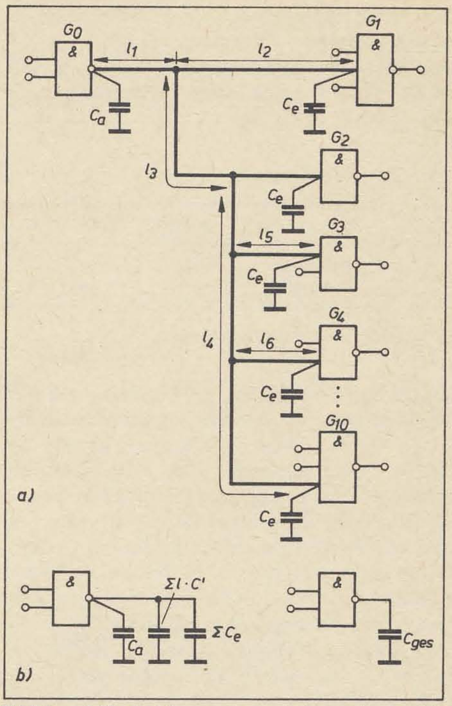


Bild 4: a) Verdrahtungsnetz zwischen einem TTL-Quellschaltkreis und zehn TTL-Verbraucherschaltkreisen; b) Ersatzschaltungen zur Veranschaulichung der kapazitiven Belastung

Leiterzüge bei gegenseitiger Annäherung ist darauf zurückzuführen, daß mit zunehmender Verkopplung die Gegeninduktivität steigt.

Kapazitive Belastung eines Schaltkreises

Jede Schaltkreisbelastung führt zu veränderten statischen und dynamischen Kennwerten. Dabei ist die Abhängigkeit von der reinen ohmschen und der kapazitiven Belastung zu unterscheiden.

Die Kapazität in einem Verdrahtungsnetz mit der im Bild 4 gezeigten Schaltkreisauffächerung setzt sich aus den Anteilen Ausgangskapazität des Quellschaltkreises G_0, Summe der Leitungskapazitäten der gedruckten Leiterzüge und Summe der Eingangskapazitäten der Verbraucherschaltkreise G_1 bis G_{10} zusammen. Es gilt folgender linearer Zusammenhang:

$$C_{ges} = C_a + \Sigma C_e + \Sigma l\,C' \qquad (4)$$

Für die Schaltkreiskapazitäten an den Eingangs- und Ausgangspins sind die Zahlenwerte aus den Datenblättern einzusetzen. Während für die Standard- und Hochgeschwindigkeitsschaltkreise der TTL-Reihe diese Kapazitätswerte noch unter 5 pF je Pin liegen, ist bei LSI-Schaltungen, insbesondere bei solchen in MOS-Technologie, die erhöhte Kapazität zu beachten. Zahlenwerte um 10...25 pF je Pin sind bei diesen Schaltkreisen keine Seltenheit.

Wie hoch die kapazitive Belastung in einem Netz mit TTL-Schaltkreisen sein kann, soll folgende Betrachtung veranschaulichen. Mit $C_a = 3$ pF, $C_e = 5$ pF, $C' = 0{,}5$ pF/cm, $l_{ges} = 30$ cm beträgt die Gesamtkapazität für zehn Verbraucherschaltkreise $C_{ges} = 68$ pF. Dieser Wert erhöht sich wesentlich, wenn zu den Verbraucherschaltkreisen LSI-Typen dazukommen. Das bedeutet für Leiterplatten mit Mikroprozessoren, Speicherschaltkreisen und I/0-Schaltkreisen, daß die Gesamtkapazität bei 100 bis 500 pF liegt. Durch diese hohe kapazi-

tive Belastung nimmt die Schaltzeit in einem logischen Netz merkbar zu.
Für Überschlagsrechnungen kann mit den in der Tafel angegebenen Informationswerten gearbeitet werden.

Werte für Überschlagsrechnungen

	D 100 C	D 200 C	MH 74S00
K_{tDLH} [ns/pF][1])	0,070	0,035	0,023
K_{tDHL} [ns/pF][1])	0,035	0,025	0,020

[1]) in der Prüfschaltung gemessen

Wie schon angedeutet, ist die Zunahme der Verzögerungszeit mit der kapazitiven Belastung nicht in allen Fällen unerwünscht. So werden beispielsweise zum Abgleich von Taktimpulsen Verzögerungsbaustufen benötigt, die sich ohne weiteres aus Gattern mit veränderbarer kapazitiver Belastung ökonomisch aufbauen lassen. In diesem Fall werden die o. g. Koeffizienten bewußt zum Abgleich der Verzögerungszeit genutzt.
Für Anwendungsfälle mit hoher Schaltfrequenz ist es wichtig zu wissen, daß auch die Verlustleistung bzw. die Stromaufnahme eines Gatters von der kapazitiven Belastung abhängt. So muß mindestens im Komplex der Takterzeugung und Taktverteilung überprüft werden, ob durch die beabsichtigte Taktfrequenz und die Auslastung der Gatter in einem Chip die zugelassene Verlustleistung überschritten wird oder nicht. Aus [4] sind folgende Informationswerte für die Standard-TTL bekannt. Die Verlustleistung steigt für $C_{ges} = 15$ pF mit dem Koeffizienten 0,5 mW/MHz und für $C_{ges} = 100$ pF bereits mit 2,5 mW/MHz. Diese Angaben sind nur Richtwerte; sie werden wesentlich von den Stützkondensatoren an der Versorgungsspannung beeinflußt. Auferlegte Beschränkungen bestehen darin, daß nur ein Gatter in einem Chip für diesen Anwendungsfall genutzt werden kann. Die restlichen Gatter sind mit einer niedrigeren Frequenz bzw. kapazitiven Belastung zu betreiben.

Stromzuführungsnetzwerke

Die Stromzuführungsleitungen vom Netzteil bis zum integrierten Schaltkreis werden sowohl statisch als auch dynamisch belastet. Da für eine funktionssichere Zusammenschaltung aller Schaltkreise eine relativ eng begrenzte Versorgungsspannung und niederohmige Massezuführung an den Pins garantiert werden muß, sind die Leiterquerschnitte (massive Stromschienen, Litzendrähte, gedruckte Leiterzüge) und die Siebmittel entsprechend auszuführen.
Um den statischen Anforderungen zu genügen, sollten einzelne Baugruppen sternförmig vom Netzteil aus versorgt werden. Dabei ist der Leiterquerschnitt entsprechend dem Strombedarf der einzelnen Baugruppen so zu wählen, daß sich zwischen den Baugruppen keine wesentlichen Potentialunterschiede auf der Stromversorgungs- und Masseschiene ergeben. Verbleibende Potentialdifferenzen verringern in jedem Fall die statische Störsicherheit der Schaltkreise. Es sollten deshalb Werte unter 50 mV angestrebt werden.
Von TTL-Schaltkreisen ist bekannt, daß sich beim Schalten von einem Zustand in den anderen nicht nur die statische Stromaufnahme ändert, sondern daß zusätzlich ein sog. Spike-Strom auftritt, der sowohl am Stromversorgungspin als auch am Massepin mit Hilfe einer Stromzange nachgewiesen werden kann. Die Stromamplitude richtet sich nach der Dimensionierung des TTL-Gatters. Sie kann bei Leistungsgattern D 140 C bis zu 35 mA erreichen.

Aus dem Abschnitt über die kapazitive Belastung ist bekannt, daß bei jedem Signalwechsel die internen und externen Kapazitäten umgeladen werden müssen. Diese Umladeströme fließen je nach Schaltrichtung ebenfalls durch die Stromversorgungsleitungen. Da diese Umladespitzen von der kapazitiven Belastung abhängig sind, können sie durch Längenbeschränkung des Verdrahtungsnetzes und Verbraucherreduzierung vermindert werden. Obwohl die Dauer dieser Stromspitzen nur eine Flankenzeit ausmacht, spielen sie bei induktionsreichen Leitungen, Steckverbindern und hohen Schaltfrequenzen eine bedeutende Rolle.

Stromzuführung über induktivitätsarme Leiterzüge

In praktisch ausgeführten Geräten hat sich die Aufteilung der Logik auf mehrere Leiterplatten, die über eine Rückverdrahtungsleiterplatte verbunden sind, bewährt. Bei diesem Aufbau werden die Versorgungsspannungen über Stromschienen bzw. Litzendrähte bis an die Rückverdrahtungsleiterplatte geführt und von dort auf die Steckverbinder aufgeteilt. Auf jeder Leiterplatte ist im Bereich des Steckverbinders zum Ausgleich des statischen Strombedarfs ein Elektrolytkondensator von 47...100 µF angeordnet. Durch die Vielzahl der Elektrolytkondensatoren im Bereich der Rückverdrahtungsleiterplatte kann davon ausgegangen werden, daß die Betriebsspannungen an diesen Einspeisungspunkten statisch stabil sind. Diese Einspeisungspunkte sind andererseits das Bezugspotential für die Schaltkreise auf der Leiterplatte. Von den Steckverbinderkontakten aus werden alle Schaltkreise auf Zweiebenenleiterplatten über gedruckte Leiterzüge mit den erforderlichen Betriebsspannungen versorgt.
Die diametrale Herausführung der Anschlußpins für die Versorgungsspannung und Masse bei Schaltkreisen im DIL-Gehäuse erlaubt die Zuführung über kammartige Gebilde, wie es im Bild 5 dargestellt ist. Dabei können die beiden Kämme ein- oder auch zweiseitig angeordnet sein.
Die integrierten Schaltkreise sind in mehreren Zeilen und Spalten angeordnet. Die Leiterzugbreiten für die Haupttrassen vom Steckverbinder bis zum IS-Pin bestimmen den ohmschen und induktiven Spannungsabfall. Da aus Platzgründen die Leiterzugbreite nur „endlich" sein kann, sind Untersuchungen zur Abschätzung der Potentialsprünge auf den Versorgungsleitungen notwendig. Ausgangspunkt der Berechnungen ist eine Spalte mit fünf IS, die über 5 mm breite Leiterzüge mit Betriebsspannung versorgt werden. Der Abstand l_1 bis l_5 zwischen den Pins in einer Spalte beträgt 2,5 cm, die Induktivität dieser Leiterabschnitte nach Gl. (3) L = 14,2 nH. Unter der Annahme, daß die Versorgungsspannung am Einspeisungspunkt stabil ist, ergeben sich entsprechend der Ersatzschaltung Bild 5b der Reihe nach folgende Spannungsspitzen beim Schalten von fünf Hochgeschwindigkeits-TTL-Gattern:

$$U_{1S} = \Delta U_1 = L_S \frac{\Delta I_S}{\Delta t} = 2L \frac{\Delta I_S}{\Delta t}$$
$$= 10 \cdot 14{,}2\,\text{nH} \cdot \frac{20\,\text{mA}}{5\,\text{ns}} = 568\,\text{mV}$$

$$U_{2S} = \Delta U_1 + \Delta U_2 = 18 \cdot 14{,}2\,\text{nH} \cdot 4\,\frac{\text{mA}}{\text{ns}}$$
$$= 1022\,\text{mV}$$

$$U_{3S} = \Delta U_1 + \Delta U_2 + \Delta U_3$$
$$= 24 \cdot 14{,}2\,\text{nH} \cdot 4\,\frac{\text{mA}}{\text{ns}} = 1363\,\text{mV} \quad (5)$$

$$U_{4S} = \Delta U_1 + \Delta U_2 + \Delta U_3 + \Delta U_4$$
$$= 28 \cdot 14{,}2\,\text{nH} \cdot 4\,\frac{\text{mA}}{\text{ns}} = 1590\,\text{mV}$$

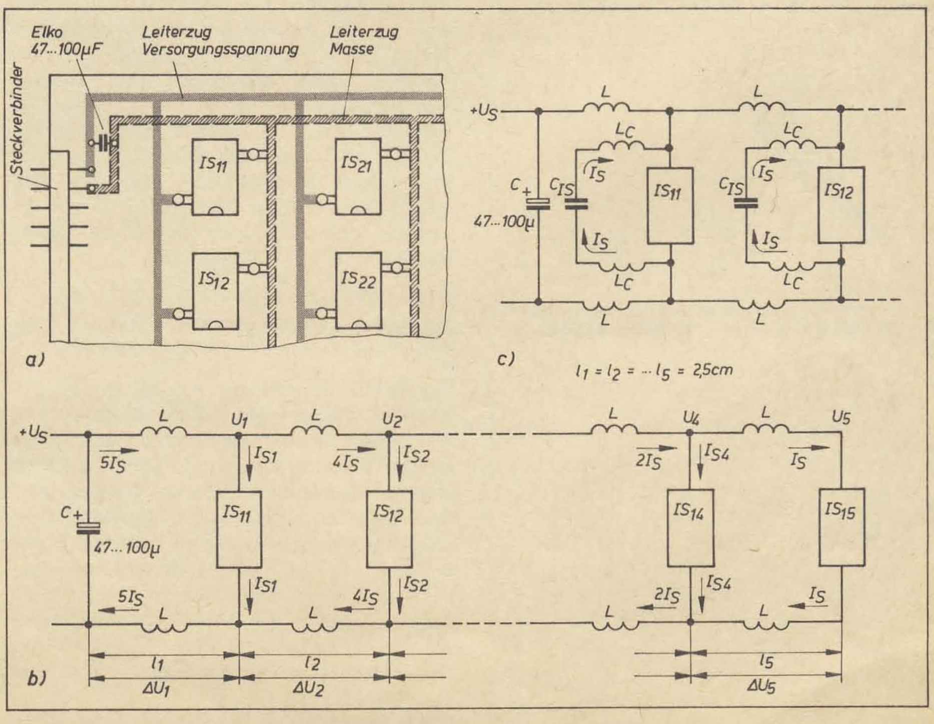


Bild 5: a) Trassierungsbild der Spannungsversorgung auf Zweiebenenleiterplatten; b) Ersatzschaltung der Spannungszuführung in einer Spalte; c) Ersatzschaltung mit einem Kondensator für jede IS

$$U_{5S} = \Delta U_1 + \Delta U_2 + \Delta U_3 + \Delta U_4 + \Delta U_5$$
$$= 30 \cdot 14{,}2\,\text{nH} \cdot 4\,\frac{\text{mA}}{\text{ns}} = 1704\,\text{mV}$$

Diese hohen Spannungsspitzen widersprechen der zugelassenen Toleranz der Versorgungsspannung von TTL-Schaltkreisen. Die Verhältnisse werden noch schlechter, wenn schnelle Leistungsgatter mit einem Stromschaltfaktor von 35 mA/5 ns in die Betrachtung einbezogen werden.
Eine Verbreiterung der Leiterzüge auf b = 15 mm reduziert die Induktivität auf L = 9,2 nH. Der Gewinn reicht nicht aus, um die Spannungsspitzen auf einen zulässigen Wert von etwa 100 mV abzusenken. Das Ergebnis zeigt, daß beim dynamischen Schalten der IS ein Elektrolytkondensator am Einspeisungspunkt und die Verbreiterung der Leiterzüge nicht ausreichen. Durch die Reihenschaltung der Leiterinduktivitäten wächst die Störspannung entlang einer Spalte, bezogen auf den Einspeisungspunkt. Abhilfe schaffen hier nur zusätzliche Kondensatoren an jedem IS-Pin, die die erforderliche Energie kurzfristig bereitstellen können. Die Ersatzschaltung dazu zeigt Bild 5c. Beträgt die Zuleitungsinduktivität vom Kondensator C_{IS} bis zum IS-Pin L_C = 5 nH, so ist die Spannungsspitze im Umschaltzeitpunkt jetzt auf

$$U_S = L\,\frac{\Delta I_S}{\Delta t} = 2\,L_C\,\frac{20\,\text{mA}}{5\,\text{ns}} = 40\,\text{mV} \qquad (6)$$

abgesunken. Diese Störspannung ist zu akzeptieren. Der Kapazitätswert des Kondensators muß unter der Annahme, daß eine Spannungsspitze von 50 mV zugelassen werden kann, auf

$$C_{IS} \geqq \frac{\Delta I_S \Delta t}{\Delta U} = \frac{20\,\text{mA} \cdot 5\,\text{ns}}{50\,\text{mV}} = 2\,\text{nF} \qquad (7)$$

festgelegt werden.
Zusammenfassend sind für Zweiebenenleiterplatten mit Hochgeschwindigkeits-TTL-Schaltkreisen folgende Hinweise für die Gestaltung des Stromversorgungsnetzes zu geben:

- Kammartige Zuführung der Versorgungsspannung und der Masse vom Einspeisungspunkt der Steckeinheit (meistens Steckverbinder) bis zu den Schaltkreispins ist anzustreben, so daß die IS-Chips spalten- und reihenweise angeordnet werden können.
- Breite der Leiterzüge sollte nach Möglichkeit größer als 5 mm trassiert werden.
- Für je 15 IS-Chips ist ein Elektrolytkondensator 47 µF am Einspeisungspunkt zu plazieren.
- An jeder IS ist zusätzlich ein induktionsarmer Scheibenkondensator von 10...33 nF zu plazieren.
- Die Gesamtleitungslänge zwischen Scheibenkondensator und IS-Pins sollte l_{max} = 2,5 cm nicht überschreiten.
- Im Steckverbinder ist die Anzahl der Kontakte für die Versorgungsspannung und Masse nicht allein durch den statischen Strombedarf festzulegen. Um die dynamische Störstellenwirkung herabzusetzen, sollte ein Verhältnis Massekontakte: Stromversorgungskontakte von 1:6 bis 1:4 realisiert werden.

Da die Leiterzüge für die Stromzuführung eine große Fläche einnehmen, können zur Beseitigung dieses Nachteiles gestanzte Metallbrücken zwischen den IS-Reihen für die Versorgungsspannung und Masse als dritte Verdrahtungsebene eingesetzt werden.

Stromzuführung über kapazitätsbehaftete Leiterbahnen

Zur weiteren Erhöhung der Packungsdichte können die im letzten Abschnitt genannten Stromschienen als Flächenkondensatoren ausgebildet werden. Dazu sind beide Schienen mit einem Dielektrikum zu verkleben. Es sind Kapazitätswerte von etwa 100 pF/cm bekannt. Diese Stromschienen werden in Inline- und DIL-Ausführung hergestellt. Letztere hat den Vorteil, daß durch die Anordnung unterhalb des IS-Chips die Leiterinduktivität minimal ist. Die verbesserte Wirkung dieser Stromschienen besteht in der flächenhaften Ausbildung der Kapazität und der verringerten Induktivität.
Die Verringerung der Leiterinduktivität 2L ist auf die enge Verkopplung von Hin- und Rückleiter zurückzuführen. Die sich ausbildende Gegeninduktivität 2M ist von der Summeninduktivität abzuziehen. Der verbleibende Spannungssprung beträgt

$$U_S = (2L - 2M)\,\frac{\Delta I_S}{\Delta t} \qquad (8)$$

Da entlang der Stromschiene gleichzeitig eine verteilte Kapazität wirksam ist, braucht die beim Umschalten der IS benötigte Energie nicht vollständig über lange Zuleitungen herangeführt zu werden. Da der Kapazitätswert noch relativ niedrig ist, werden in Einzelfällen zusätzlich diskrete Kondensatoren benötigt. Sie können in größeren Abständen angeordnet werden. Gelingt es, die Kapazität der Stromschienen auf Werte > 500 pF/cm zu erhöhen, so können auch die zusätzlichen Kondensatoren entfallen.

Stromzuführung über Potentialebenen

Aus der Mehrebenenleiterplatte ist die Stromzuführung über Potentialflächen, die die Abmessungen der Leiterplatte haben, bekannt. Beide Potentialebenen bilden einen Plattenkondensator, der die kurzfristig benötigte Energie aus einer größeren Umgebungsfläche zum IS-Pin liefern kann. Eine mit Potentialebenen aufgebaute Zweiebenenleiterplatte besteht genaugenommen aus vier Ebenen, es werden aber nur zwei Ebenen für Signalleiter genutzt. Wie in [5] gezeigt wird, lassen sich die Schaltvorgänge auf den Potentialebenen mit einem Wellenleitermodell erklären. Demnach bricht die Versorgungsspannung am IS-Pin beim Schalten auf den Wert

$$U_{SS} = U_S\,\frac{R_{i1} + Z}{R_{i1}}\,\frac{R_{i2}}{R_{i2} + Z} \qquad (9)$$

zusammen. Es bedeuten:

Z = Wellenwiderstand der Potentialebenen, gemessen an einer Plattenschmalseite
R_{i1} = Ersatzwiderstand für IS im Ruhezustand
R_{i2} = Ersatzwiderstand für IS während des Schaltvorganges

Gl. (9) zeigt, daß die auftretende Störspannung allein durch den Wellenwiderstand Z beeinflußt werden kann. Z hängt wiederum von dem geometrischen Abstand beider Potentialebenen ab. Mit den üblichen Isoliermaterialien lassen sich Wellenwiderstände unter 10 Ω realisieren. Dieser Wert reicht für die Unterdrückung der Spike-Ströme von TTL-Grundgattern aus. Zusätzliche HF-Kondensatoren können notwendig werden, wenn der Anteil von Leistungsgattern hoch ist (> 30 %). Zur Nachlieferung der verbrauchten Energie sind aber ebenfalls am Steckverbinder Elektrolytkondensatoren von 2...10 µF erforderlich.

Einschwingvorgänge in einem Verdrahtungsnetz

Jedes Verdrahtungsnetz zwischen TTL-Schaltkreisen wird durch die Signalwechsel L → H und H → L am Quellschaltkreis zu Einschwingvorgängen angeregt.
Da mehrere Überschwinger im verbotenen Bereich liegen können, ist die Kenntnis der Einschwingzeit für die Bestimmung der Operationsgeschwindigkeit von grundsätzlicher Bedeutung. Um bestimmte Schaltkreiseingänge (beispielsweise MOS-LSI) vor Zerstörung zu schützen, ist die Amplitude der Überschwinger von Interesse. Beide Größen werden von folgenden Bedingungen im Verdrahtungsnetz bestimmt:

- Länge der Übertragungsleitung und deren Verzweigung
- Ausgangswiderstand des Quellschaltkreises
- Eingangswiderstand der Verbraucherschaltkreise
- Clampingdioden an den IS-Eingängen
- Signalflanken
- Signalamplitude.

Besonders kritisch ist das Einschwingen am Leitungsende nach der H-L-Flanke, da die Flankensteilheit bei TTL-IS der Hochgeschwindigkeitsserie unter 1 V/ns liegen kann. Wie Bild 6 zeigt, schwingt die H-L-Flanke weit unter das Bezugspotential, wodurch IS-Eingänge, für die nur —0,3 V zugelassen sind, zerstört werden können. Das darauffolgende positive Überschwingen gefährdet den zulässigen Wert für das L-Signal. Das L-Signal ist erst gültig, wenn die positiven Überschwinger unter 0,8 V liegen, d. h. erst nach der Einschwingzeit T_E. In Verdrahtungsfällen, wo das hohe negative Unterschwingen und das positive Überschwingen im L-Signal stören, muß am entferntesten Leitungsende eine Clampingdiode angeordnet werden. Diese Diode ist

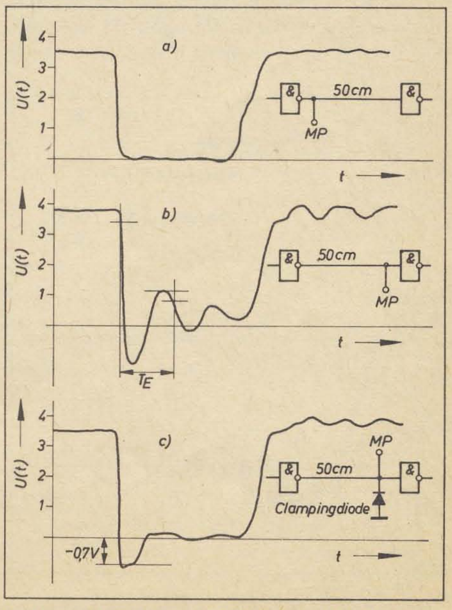


Bild 6: a) Einschwingverhalten einer Übertragungsleitung l = 50 cm, Leitungsanfang; b) Leitungsende,; c) Leitungsende mit Clampingdiode

oft schon integrierter Bestandteil der TTL-Schaltkreise.
Die Wirkung der Clampingdiode besteht darin, daß der negative Unterschwinger auf eine Diodenflußspannung ($U_F \approx 1{,}0$ V bei $I_F = 50$ mA) begrenzt wird und daß als Folge davon auch das positive Überschwingen wesentlich geringer ist. Die Bilder 6b und 6c zeigen deutlich die Verbesserungen durch die Diode.
Eine kleinere Begrenzerspannung wird mit der aufwendigeren Schaltung im Bild 7 erreicht. Bei dieser Begrenzerschaltung wird die Clampingdiode mit der Anode nicht an Masse, sondern an eine mit D_2 über den Widerstand R_V gebildete Referenzspannung angeschlossen. Da sich beide Flußspannungen im Fall des negativen Überschwingens aufheben, wird das L-Signal nahezu exakt auf Massepotential begrenzt. Beim Einsatz der Mehrfachdiode SAM 65 können auf diese Weise vier Leitungen versorgt werden.

Das Einschwingen durch die L-H-Flanke ist weniger kritisch, da auf einer wenig belasteten Leitung eine Spannungsüberhöhung auftritt, wodurch die nach dem Schwellwert gerichteten Einschwingamplituden weit vom minimalen H-Signal $U_{H\,min} = 2{,}0$ V entfernt sind. Kritisch ist hier der Verlauf der Anstiegsflanke am Leitungsanfang, da dort bei langen Leitungen um den Schwellwert herum eine Treppe auftritt, die die Erkennung eines H-Signals auf mindestens die doppelte Drahtlaufzeit erhöhen kann. Auf Grund der komplexen Einflüsse auf die Signalübertragung muß für jedes System das Einschwingverhalten neu untersucht werden.

Übersprechen zwischen parallelen Leitungen

Auf einer Zweiebenenleiterplatte gibt es viele Bereiche, in denen mehrere Leiterzüge parallel zueinander verlaufen. Das kann nebeneinander in einer Ebene oder dekkungsgleich in beiden Ebenen sein. Obwohl nicht alle Leitungen gleichzeitig am Signalaustausch beteiligt sind, kann es durch die induktive und kapazitive Verkopplung zwischen benachbarten Leiterzügen vorkommen, daß nach einem Signalwechsel in einer aktiven Leitung in der passiven Leitung Störspannungsamplituden auftreten, die zu einer Fehlschaltung führen können. Aus vielen Voruntersuchungen ist bekannt, daß bei TTL-Schaltkreisen das gegensinnige

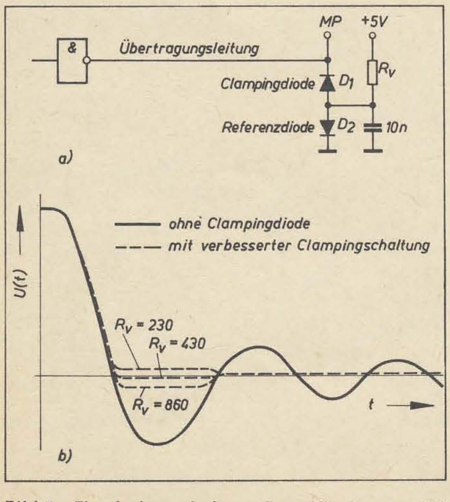


Bild 7: Einschwingverhalten einer Übertragungsleitung. a) Schaltungsanordnung der verbesserten Clampingschaltung; b) Begrenzerwirkung in Abhängigkeit von R_V

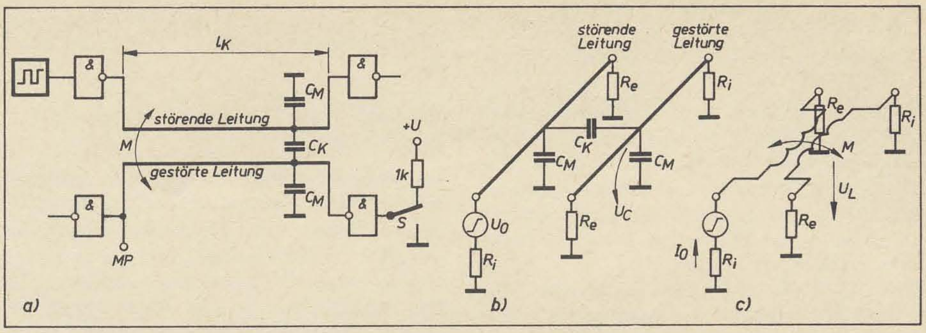


Bild 8: Meßaufbau und Ersatzschaltbilder zur Ermittlung der Übersprechspannung. a) Meßschaltung; b) kapazitives Ersatzschaltbild; c) induktives Ersatzschaltbild

Übersprechen auf eine Leitung, die im passiven Zustand L-Signal führt, der kritische Fall ist. Die Ermittlung der zulässigen Leitungslänge l_k für die Parallelführung sollte deshalb an diesem Fall vorgenommen werden. Für alle anderen Verdrahtungsanordnungen sind die Übersprechspannungen geringer bzw. ist die zulässige Leitungslänge l_k größer. Bild 8a zeigt dazu die Meßschaltung.
Für theoretische Berechnungen der Übersprechspannung zwischen zwei verkoppelten Leiterzügen können die Gln. (10) und (11) zusammen mit den Ersatzschaltbildern Bild 8b und 8c nach [6] verwendet werden.

Kapazitives Übersprechen

$$U_{C\,max} = \frac{U_0}{1 + \frac{C_M'}{C_K'} + \frac{t_r}{(R_e||R_i)\, C_K' l_k}} \qquad (10)$$

Induktives Übersprechen

$$U_{L\,max} = \frac{I_{0\,max} M' l_k}{t_r} \qquad (11)$$

Für die Längenbestimmung von l_k muß dabei von dem kritischen Fall ausgegangen werden, daß sich beide Übersprechanteile additiv überlagern. Die Größen C_M' (Massekapazität), C_K' (Koppelkapazität) und M' (Gegeninduktivität) sind in den Gln. (10) und (11) längenbezogen (pF/cm, nH/cm) einzusetzen.
Die Übersprechspannung für die dem Verdrahtungsnetz anhaftenden Größen l_k, C_M', C_K', M' läßt sich beeinflussen. In den Verdrahtungsvorschriften drückt sich das in der Längenbeschränkung von l_k, der Vergrößerung des Abstandes zwischen parallelen Leiterzügen, in der Verringerung der Leiterzugbreite und des Abstandes eines Leiterzuges vom Massepotential aus. In den wenigsten Fällen sind auf trassierten Leiterplatten immer nur zwei Leiterzüge miteinander verkoppelt. Sehr häufig tritt der Fall auf, daß einzelne Steuerleitungen mit den Datenleitungen (8 bit) über weite Strecken parallel geführt werden. Außerdem sind die Verdrahtungsnetze kompliziert strukturiert. In solchen Fällen reichen Berechnungen allein nicht aus, es müssen sich Messungen an konkreten Leiterplatten zur Bestätigung der Annahmen anschließen. Ohne Kenntnis der konkreten Verdrahtungsvorgaben sollten bei der Trassierung von Leiterplatten folgende Hinweise beachtet werden:

- Steuerleitungen sind von den Daten- und Adreßleitungen geometrisch weit entfernt auf der Leiterplatte und im Steckverbinder anzuordnen; besonders gefährdet sind Steuerleitungen, die im aktiven Zustand L-Signal führen.
- Taktleitungen sind von allen anderen Leitungen entkoppelt zu trassieren; das kann über die entsprechende geometrische Entfernung, aber auch über eingefügte Masseleiter erfolgen.
- Bus-Verstärker bzw. Entkoppelbaustufen sind unmittelbar hinter dem Steckverbinder zu plazieren.
- Die Parallelführung von mehr als zwei Leitungen ist auf $l_k = 10$ cm zu begrenzen.
- Zur Minimierung der Verdrahtungslaufzeit ist die Länge des Verdrahtungsnetzes ebenfalls zu minimieren.

Literatur

[1] Zinke, O.: Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1965
[2] Meszaros, L.: Einfluß der Anwendung von schnellen integrierten Schaltkreisen und Mehrebenenleiterplatten auf die Konstruktion von digitalen elektronischen Geräten. Tagungsmaterial „Constronic 1972", Budapest, Sept. 1972, S. 171–180
[3] Meinke, H.; Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Berlin: Springer-Verlag 1968
[4] Kühn, E.; Schmied, H.: Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1972
[5] Hilberg, W.: Die Stromversorgung sehr schneller Schaltkreise über Hochfrequenzleitungen. Elektronische Rechenanlagen 10 (1968) H. 4, S. 177–179
[6] Steinhagen, H. E.: Verdrahtungsprobleme bei schnellen elektronischen Rechenanlagen. radio fernsehen elektronik 19 (1970) H. 1, S. 5–7; H. 2, S. 43–46

Fortsetzung von Seite 422

die klimatischen Bedingungen der TGL 14 283, Bl. 8 [5].
Das Gerät hat sich bereits in einem mehr als einjährigen Einsatz im Labor sehr gut bewährt. Außerdem konnte durch eine zwischenzeitlich mehrfache Nachnutzung die Reproduzierbarkeit nachgewiesen werden.

Literatur

[1] Reichardt, W.: Grundlagen der Elektroakustik, 4. Auflage. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig KG. 1968
[2] Slot, G.: Die Wiedergabequalität elektroakustischer Anlagen. Eindhoven: N. V. Gloeilampenfabrieken 1965
[3] TGL 200-7756: Messungen von Tonhöhenschwankungen. Ausgabe Juni 1965
[4] Milde, H.: Messungen an Tonspeichergeräten. RFT-Information 1972
[5] TGL 14 283: Elektrische Meßtechnik – Elektronische Meßgeräte
[6] Schaltungsanordnung für ein Gleichlaufschwankungsmeßgerät. WP 126 072 G 01 R 23/06
[7] Tonhöhenschwankungsmesser Typ 6203. Brüel & Kjaer
[8] Gleichlauffehler-Prüfgerät. Abschlußbericht zur Neuerervereinbarung 12/77 gemäß § 13 Ziffer 3

Schnelle Triggerschaltung nach dem Stromschalterprinzip

Ing. HARRO KÜHNE

Mit dem polnischen Transistorarray UL 1111 kann eine Triggerschaltung realisiert werden, die durch geringe Einschwing- und Schaltzeiten gekennzeichnet ist. Die beschriebene Anordnung arbeitet nach dem Stromschalterprinzip, das eine Sättigung der beteiligten Transistoren vermeidet. Der Trigger kann z. B. in Funktionsgeneratoren mit Operationsverstärkern zusammenarbeiten.

Mit üblichen Operationsverstärkern sind Triggerschaltungen, die durch geringe Einschwing- und Schaltzeiten gekennzeichnet sind, nicht zu verwirklichen. Auf Grund der hohen Verstärkung handelsüblicher Operationsverstärker arbeiten diese bei Triggerbetrieb immer im übersteuerten Zustand. Die dabei nicht zu vermeidende Sättigung einzelner Transistoren führt zu einer erheblichen Verlängerung der Einschwing- und Schaltzeiten. Operationsverstärker ohne Sättigungsschutz sind deshalb schon bei Frequenzen von nur einigen zehn Kilohertz nicht in Triggerschaltungen höherer Genauigkeit einsetzbar.

Einen Ausweg bieten Triggerschaltungen, die nach dem Stromschalterprinzip arbeiten. Eine derartige Triggerschaltung kann z. B. mit einem OTA (Operational Transconductance Amplifier) verwirklicht werden. Operationsverstärker dieses Typs [1] besitzen im Gegensatz zu üblichen Verstärkern einen hohen Ausgangswiderstand. Deshalb ist die charakteristische Größe dieser Operationsverstärker auch nicht die Spannungsverstärkung. Charakteristisch für einen OTA ist vielmehr seine Steilheit S_{OTA}, die ihrerseits von dem Programmierstrom I_p nach Gl. (1) abhängt.

$$S_{OTA} = \frac{I_p}{2U_T} \qquad (1)$$

Unter Belastung mit einem äußeren Lastwiderstand R_L ergibt sich dann sofort für die Spannungsverstärkung v_{OTA} der Wert

$$v_{OTA} = \frac{I_p R_L}{2U_T} \qquad (2)$$

Die Verstärkung läßt sich mit einem veränderlichen I_p innerhalb eines weiten Bereiches linear steuern.

Bild 1 zeigt die Innenschaltung eines typischen Vertreters, des OTA CA 3080 von RCA. Er besteht im wesentlichen aus einem Differenzverstärker mit steuerbarer Stromquelle im Emitterkreis und drei Stromspiegelschaltungen. Wenn der Lastwiderstand hinreichend niederohmig ist, so wird eine Sättigung der beiden Ausgangsstromspiegelschaltungen vermieden. Damit ist eine geringe Einschwingzeit des OTA sichergestellt. Die typische Anstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignals derartiger Verstärker erreicht, wenn sie ohne Frequenzkompensation betrieben wird. Werte von $dU_A/dt = 75\,V/\mu s$ (CA 3080) und $dU_A/dt = 500\,V/\mu s$ (CA 3094). Solche Geschwindigkeiten sind mit konventionellen Operationsverstärkern nicht oder zumindest nur sehr schwer zu sichern. Verstärker vom OTA-Typ bieten sich deshalb für die Verwirklichung schneller Triggerschaltungen an.

Bild 2 zeigt eine Triggerschaltung, die nach dem Stromschalterprinzip arbeitet. Den aktiven Teil dieser Schaltung realisieren weitgehend die fünf Transistoren des Transistorarrays UL 1111. Zusätzlich ist nur ein pnp-Transistor erforderlich. Das Transistorarray enthält einen Differenzverstärker, der im Bild 2 für T_1 und T_2 Verwendung findet. Die Einzeltransistoren T_3 bis T_5 werden als Stromquelle genutzt. Für den vorgesehenen Zweck ist eine vollständige Nachbildung eines OTA nicht notwendig. T_3 bis T_5 und die dazugehörigen Widerstände bilden zwei weitgehend temperaturkompensierte Stromquellen. Dabei dient T_3 als Emitterstromquelle des Differenzverstärkers. Der Kollektorstrom von T_3 ergibt sich, wenn die Basis-Emitterspannungen U_{BET3} und U_{BET4} sowie R_1 und R_4 identisch sind, zu

$$I_{CT3} = \frac{-U_{S2} + U_{S1} - U_{BET4}}{R_3 + R_4} \qquad (3)$$

Dieser Strom betrug bei dem Erprobungsmuster $I_{CT3} = 5\,mA$. An den Spannungsteiler aus T_4, R_3 und R_4 ist auch die Basis des Transistors T_5 angeschlossen, der den Kollektorstrom I_{CT5} liefert. Der Widerstand R_7 erlaubt einen Abgleich, der so durchzuführen ist, daß die folgende Bedingung gilt:

$$I_{CT5} = 0{,}5\, I_{CT3} \qquad (4)$$

Während der Kollektor von T_1 direkt mit der Speisespannung U_{S1} verbunden ist, arbeitet der Transistor T_2 des Differenzverstärkers auf eine Stromspiegelschaltung, die hier mit der Diode D_1 und dem Transistor T_6 verwirklicht wurde. Stehen pnp-Doppeltransistoren zur Verfügung, so können hier zweckmäßigerweise diese eingesetzt werden. Die Verbindung vom Kollektor T_6 zur Basis des Transistors T_2 – das ist der nichtinvertierende Eingang des Verstärkers – bewirkt eine positive Rückkopplung. Damit ist eine Kippcharakteristik des Verstärkers gewährleistet. Im Leerlauf wirkt die Stromquelle mit dem Transistor T_5 als Lastwiderstand für T_6. Damit diese beiden Transistoren nicht im Sättigungsgebiet arbeiten, ist der Lastwiderstand R_8 vorgesehen.

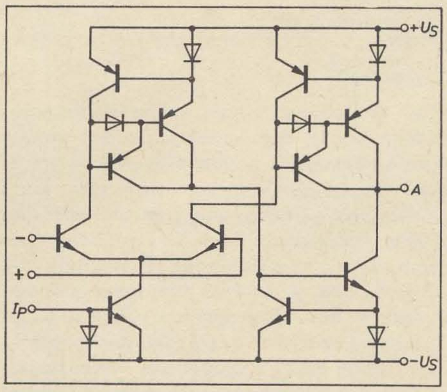


Bild 1: Vereinfachte Innenschaltung des OTA CA 3080

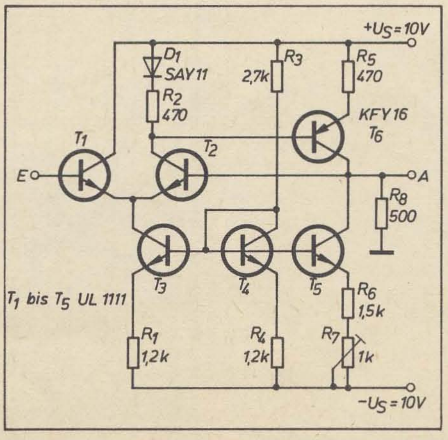


Bild 2: Trigger nach dem Stromschalterprinzip

Die Arbeitsweise des Triggers kann kurz folgendermaßen beschrieben werden: Bei ausgeschaltetem Trigger sperrt der Transistor T_1. Der Kollektorstrom von T_3 fließt auch durch T_2, wird mit D_1 und T_6 an der positiven Speisespannung gespiegelt und erzeugt über dem Lastwiderstand R_8 einen positiven Spannungsabfall. Diese Spannung – sie ist die Ausgangsspannung des Triggers – liegt auch an der Basis des Transistors T_2. Steigt die Spannung an der Basis des Transistors T_1 in positiver Richtung an, so beginnt T_1 in dem Augenblick zu leiten, in dem die Spannung den Wert der Basisspannung des Transistors T_2 erreicht hat. Dadurch sinkt der in T_2 fließende Strom ab, und auch die Spannung über R_8 sinkt. Das hat zur Folge, daß sich die Basis-Emitterspannung von T_1 weiter vergrößert und der Trigger auf Grund dieser Rückkopplung schnell umschaltet. In der Nähe des im negativen Spannungsbereich liegenden Ausschaltpegels laufen die beschriebenen Vorgänge in entsprechender Weise ab.

Der Widerstand R_8 bestimmt wesentliche Eigenschaften des Triggers. Dieser Widerstand ist verantwortlich für die maximalen Ausgangsamplituden $U_{A\,max}$ und $-U_{A\,min}$, die Einschaltspannung U_{ein}, die Ausschaltspannung $-U_{aus}$ und die Hysterese U_{hys}. Unter den Bedingungen $|I_{CT3}| = |I_{CT6}|$ und $|I_{CT6}| = 2|I_{CT5}|$ gelten für die genannten Größen die Gln. (5) und (6).

$$U_{A\,max} = -U_{A\,min} = U_{ein} = -U_{aus} = I_{CT3}\, R_8 \qquad (5)$$

$$U_{hys} = 2 I_{CT3}\, R_8 \qquad (6)$$

Die Hysterese darf bei dieser Schaltung nicht größer als die für den Eingangsdifferenzverstärker zulässige Differenzeingangsspannung $U_{ID} = \pm 5\,V$ gewählt werden. Damit ist auch gleichzeitig der Spitze-Spitze-Wert der Ausgangsspannung des Triggers auf $U_{A\,SS} = 5\,V$ begrenzt. Der Ausgang darf nicht belastet werden. Es muß unbedingt ein Folger mit geringer Eingangskapazität vorgesehen werden, wenn die Rechteckspannung an A weiterverarbeitet werden muß. Bei einer Lastkapazität von $C_L = 10\,pF$ und $R_8 = 500\,\Omega$ ergaben sich bei dem Erprobungsmuster Anstiegs- und Abfallzeiten von $t_{an} \approx t_{ab} = 20\,ns$.

Literatur

[1] Herpy, M.: Analoge integrierte Schaltungen. Budapest: Akadémiai Kiadó 1976

Spannungsgesteuerter Stromgenerator für elektrodynamische Schwingungserreger

Ing. DIETER BORGELT und
Dipl.-Phys. ARNO KIEKBUSCH

Es wird eine bipolare, spannungsgesteuerte Stromquelle vorgestellt, die aus gegengekoppeltem Operationsverstärker und Leistungsendstufe besteht. Sie ist in Verbindung mit einem geeigneten elektrodynamischen Schwingungserreger vorzugsweise für Kalibrierungen von Beschleunigungsaufnehmern vorgesehen.

Da der elektrodynamische Schwingungserreger ebenso wie z. B. der elektrodynamische Lautsprecher prinzipiell stromgesteuerte Kraftwandler sind, ist es für viele praktische Anwendungen erforderlich, daß die energetische Speisung mit Hilfe eingeprägten Stromes erfolgt. Da es sich bei den z. Z. industriell angebotenen Leistungsverstärkern im allgemeinen um reine Spannungsverstärker handelt, entstehen häufig Probleme bei der geregelten Speisung von elektrodynamischen Wandlern zur Erzeugung von konstanten frequenzlinearen Nutzsignalen.
Dem technischen Erfordernis nach einem Spannungs-Strom-Wandler, der sich durch einen geeignet hohen Innenwiderstand sowie linearen Frequenzgang auszeichnet, wurde bereits in [1] durch die Modifizierung eines LV 102 [2] Rechnung getragen, indem die Schwingspule des Wandlersystems in die interne Rückkopplung einbezogen wurde.
Im folgenden wird ein spannungsgesteuerter Stromgenerator vorgestellt, der geeignet ist, kleine Schwingungserreger, wie z. B. solche nach [3], zu speisen. Zur Speisung größerer Schwingungserreger können vorhandene Leistungsverstärker im allgemeinen ohne schaltungstechnische Änderung als Booster dem spannungsgesteuerten Stromgenerator nachgeschaltet und in seinen Rückkopplungszweig einbezogen werden.

Spannungsgesteuerter Stromgenerator

Als schaltungstechnische Konzeption für einen Verstärker, der einen in vorgegebenen Grenzen von der Ausgangsspannung unabhängigen Strom liefert, erwies sich der in [4] vorgestellte Elektrometerverstärker als geeignet. Ein Kriterium für die Auswahl dieser Schaltungskonzeption war die Möglichkeit, den Leistungsverstärker sowohl als Stromquelle mit hohem Innenwiderstand und linearem Stromfrequenzgang als auch als Spannungsquelle mit niedrigem Innenwiderstand und linearem Spannungsfrequenzgang zu betreiben.
Grundkonzeption des Verstärkers ist eine auch in [5] angegebene einfache Leistungsverstärkerschaltung mit Operationsverstärker und nachgeschaltetem komplementären Emitterfolger. Zur Realisierung der Betriebsmöglichkeit des Verstärkers als Spannungs- oder Stromquelle wurde das Gegenkopplungsnetzwerk entsprechend umschaltbar gestaltet. Das Schaltbild des Verstärkerteils ist im Bild 1 dargestellt.

Spannungsquelle

Hierbei ist der als Einstellregler ausgeführte Gegenkopplungswiderstand R_1 mit den Emittern der Leistungstransistoren verbunden. Dadurch verringert sich die durch die Basis-Emitterspannungen der Endtransistoren hervorgerufene Totzone auf einen praktisch vernachlässigbaren Wert [5]. Mit R_1 wird der gewünschte Verstärkungsfaktor eingestellt, wobei die Abhängigkeit der Totzone vom Verstärkungsfaktor zu beachten ist. Die ermittelten technischen Daten und Meßergebnisse sind in der Tafel 1 zusammengestellt.

Tafel 1: Parameter des Verstärkers als Spannungsquelle

Frequenzgrenze	5...31 500 Hz
Klirrfaktor	0,3 %
Ausgangsspannung	10 V
Ausgangsleistung	4 W
Lastwiderstand	3,5 Ω
Eingangswiderstand	10 kΩ

Tafel 2: Parameter des Verstärkers als Stromquelle

Konstanz des Ausgangsstromes	1,5 %
Ausgangsstrom	0,5 A
Übertragungsfaktor	etwa 1
Konstanz des Übertragungsfaktors	1,2 %
Temperaturfehler (10...45 °C)	etwa 1 %
Frequenzgrenze (evtl. an der unteren Grenze durch Schwingungserreger eingeschränkt!)	5...31 500 Hz
Klirrfaktor	0,5 %
Eingangswiderstand	10 kΩ

Stromquelle

Zur Erreichung eines linearen Stromfrequenzganges, d. h. eines scheinbar großen Innenwiderstandes, wird eine Abhängigkeit der Gegenkopplung von dem den Lastwiderstand (Schwingspule) durchfließenden Strom hergestellt. Eine R_4 und dem Ausgangsstrom proportionale Spannung wird über R_2 bzw. R_3 und C_1 dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers zugeführt und bestimmt dessen Verstärkungsfaktor. Die im Bild 1 angegebene Dimensionierung ergibt einen linearen Zusammenhang zwischen Spannung und Strom im Frequenzbereich von 100 Hz...30 kHz mit einer Abweichung $\leq 1,5\,\%$. Mit R_2 wird der Wandlungsfaktor 1, d. h. 1 V ≙ 1 A, eingestellt. R_3 und C_1 dienen zur Frequenzgangkorrektur im oberen Frequenzbereich. Tafel 2 enthält die gemessenen Parameter des spannungsgesteuerten Stromgenerators.

Stromversorgung und Pegelanzeige

Die Stromversorgung des Generators erfolgte durch einen stabilisierten Netzteil in Anlehnung an [6] mit Positiv- und Negativregelung und den Längstransistoren BD 354 und BD 355. Als Netztransformator wurde ein LL 39/20 eingesetzt; gesiebt wurde mit vier 470-μF-Elektrolytkondensatoren. Die Betriebsspannung wurde auf ± 20 V eingestellt und für den Operationsverstärker mit Widerstand und Z-Diode zur Entkopplung auf ± 15 V festgelegt. Die Pegelanzeige wurde in Anlehnung an [2] mit Spitzenwertgleichrichter und Ladekondensator realisiert.

Zusatzverstärker für größere Leistungen

Zur Realisierung einer Stromquelle höherer Leistung ist es möglich, den industriellen Leistungsverstärker LV 102 [2] als Booster einzusetzen. Dazu arbeitet der Stromgenerator im Leerlauf am Eingang des LV 102 und die Schwingspule des Schwingungserregers über einen kleinen Reihenwiderstand gegen Masse. Die diesem Widerstand und dem Ausgangsstrom proportionale Spannung wird über ein gesondertes RC-Netzwerk dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers im Steuerverstärker zugeführt. Die Dimensionierung des RC-Netzwerkes ist insofern kritisch, als sie für jeden verwendeten LV 102 gesondert vorgenommen werden muß, um einen praktisch vertretbaren Wandlungsfaktor im oberen Frequenzbereich einzuhalten. Für schwingungstechnische Anwendungen werden jedoch im oberen Frequenzbereich allgemein kaum so

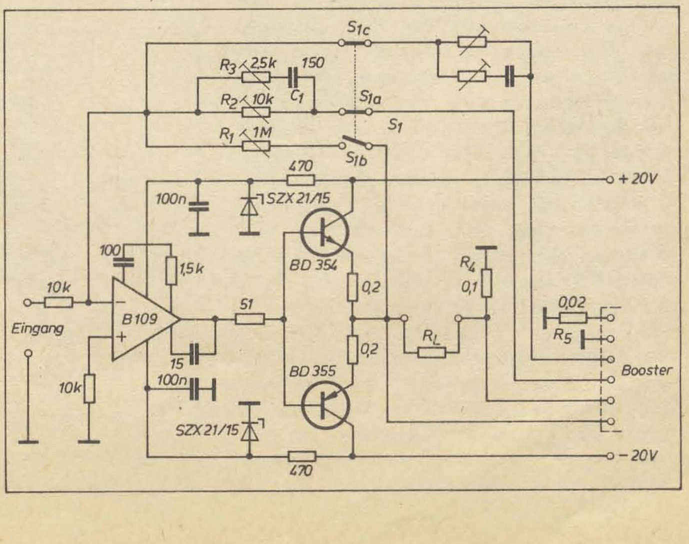


Bild 1: Stromlaufplan des spannungsgesteuerten Stromgenerators

große Leistungen benötigt, die den Einsatz eines Boosters erfordern würden.
Außerdem verschlechtert sich die Stromkonstanz über den gesamten Frequenzbereich auf Grund der dreißigfachen Verstärkung des LV 102, die nicht mit in die Regelung einbezogen wurde, so daß diese Anordnung nur Ansprüchen mit Genauigkeitsforderungen von ≦ 5 % gerecht wird.

Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau des spannungsgesteuerten Stromgenerators erfolgte in einem geschlossenen Schalengehäuse (260 mm mal 160 mm × 65 mm). Sämtliche Bedienelemente und Anschlußbuchsen sind an der Frontseite angeordnet, s. Bild 2. Die Leistungstransistoren der Endstufe und des Netzteiles sind elektrisch isoliert, aber wärmeleitend an der äußeren Rückseite des Gehäuses auf Kleinstkühlkörpern angeordnet, so daß im Gehäuse selbst nur ein Minimum an Wärme erzeugt wird. Der gewählte mechanische Aufbau sichert eine einwandfreie Funktion des Verstärkers bei Umgebungstemperaturen bis zu 45 °C ohne Verwendung eines externen Kühlgebläses.

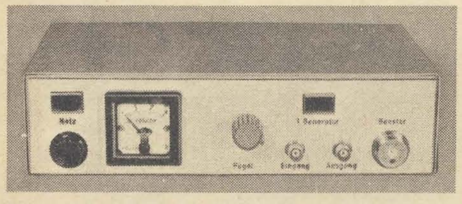


Bild 2: Spannungsgesteuerter Stromgenerator

Verwendungszweck

Der volltransistorisierte, spannungsgesteuerte Stromgenerator kann sowohl in Laboratorien als auch in Prüffeldern der Schwingungsmeß- und Schwingungsprüftechnik sowie der Akustik eingesetzt werden, wo elektrodynamische Wandler zur energetischen Speisung mit eingeprägtem Strom bei einer Genauigkeit ≦ 1,5 % betrieben werden müssen. Speziell wurde er für einen elektrodynamischen Schwingungserreger nach [3] konzipiert, um in Verbindung mit einem NF-Generator sowohl eine konstante Beschleunigung als auch eine konstante Schwingkraft zur Kalibrierung von Schwingungsaufnehmern, speziell piezoelektrischen Beschleunigungsaufnehmern, zu erzeugen. Mit einem geeichten Beschleunigungsaufnehmer läßt sich außerdem eine automatische Regelung und somit eine direkte Aufzeichnung von Schwingungsaufnehmer-Frequenzgangkurven erreichen.

Bild 3 zeigt den Einsatz zur Speisung größerer elektrodynamischer Schwingungserreger. Ein Schwingungserreger vom Typ ESE wird mit dem spannungsgesteuerten Stromgenerator und einem Leistungsverstärker LV 102 als Booster gesteuert, was speziell für schwingungstechnische Untersuchungen mit konstanter, frequenzunabhängiger Schwingkraft erforderlich ist.
Der Stromgenerator läßt sich außerdem auch zum Eichen von Meßgeräten bzw. -instrumenten und zur Stromversorgung von Meßsonden, wie z. B. Hallgeneratoren, verwenden.

Tafel 3: Technische Daten der Stromquelle nach Bild 5

Frequenzgrenze	5...30 000 Hz
Klirrfaktor	0,1 %
Ausgangswiderstand	0,5 MΩ
Eingangswiderstand	10 kΩ
Gleichtaktunterdrückung	60 dB
maximaler Ausgangsstrom	0,2 A

Weiterführung

Für sehr hohe Kalibriergenauigkeiten und andere spezifische Anwendungen, besonders in der Grundlagenforschung, der Schwingungs- und Regelungstechnik, werden auch entsprechend höhere Genauigkeiten an den dem Verbraucher einzuprägenden Strom gestellt. Diese Forderung läßt sich für fast alle praktischen Anwendungen mit der auf [6] basierenden, bipolaren Präzisionsstromquelle erfüllen. Die Schaltung besteht eingangsseitig aus einem Spannungsfolger und verwendet als Endstufe zwei komplementäre Stromquellen nach [7]. Diese Stromquellen werden nicht wie gewöhnlich spannungs-, sondern über die Betriebsspannungsanschlüsse des Spannungsfolgers stromgesteuert, wodurch der Einfluß der Betriebsspannungen restlos eliminiert wird. Bild 4 zeigt die Schaltung des nach [6] realisierten Stromgenerators. In Tafel 3 sind die erreichten Parameter eines Laboraufbaues angegeben.
Neben der hohen Präzision ergeben sich hierbei eine gute Gleichtaktunterdrückung und ein hoher Ausgangswiderstand bei großer Bandbreite und gute Nullpunktstabilität.

Diese Schaltung läßt sich weiterhin sehr vorteilhaft zur Realisierung schwimmender, negativer Widerstände sowie Gyratoren mit sehr guter Linearität und Güte verwenden.

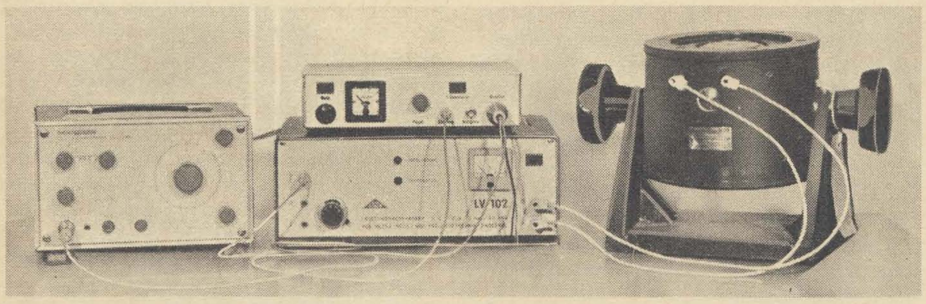


Bild 3: Speisung eines leistungsstärkeren Schwingungserregers über einen Booster

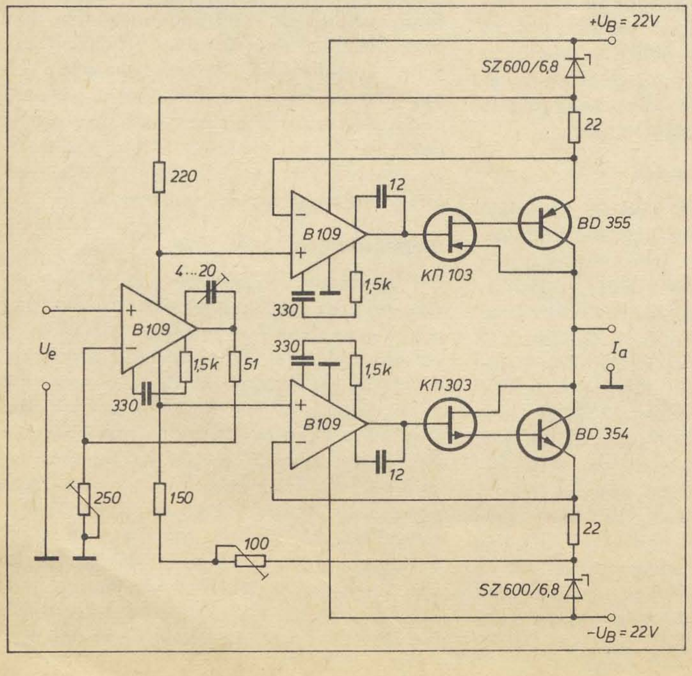


Bild 4: Schaltbild der bipolaren Präzisions-Stromquelle nach [6]

Literatur

[1] Kiekbusch, A.: Experimente zur Modifizierung eines elektrodynamischen Schwingungserregers. Feingerätetechnik 27 (1978) H. 12, S. 551–553

[2] Bedienungsanleitung Leistungsverstärker LV 102. VEB Metra Meß- und Frequenztechnik Radebeul

[3] Kiekbusch, A.; Weber, F.: Ein Mini-Schwingungserreger zur Kalibrierung von Beschleunigungsaufnehmern. Feingerätetechnik 29 (1980) H. 5, S. 201–203

[4] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1976

[5] Kühne, H.: Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker A 109. Amateurreihe „electronica" 170. Berlin: Militärverlag der DDR (VEB) 1979

[6] Schenk, Ch.: Ein neues Schaltungskonzept für eine bipolare, spannungsgesteuerte Präzisions-Stromquelle. NTZ 27 (1974) H. 3, S. 102–104

[7] The AD 520 – Not an Op Amp but an instrumentation amplifier. Analog Dialogue 7 (1973) H. 1, S. 12

Tastatur mit Standardanschluß SIF 1000 und Hardware-Kodierung

Dr.-Ing. WALTER FÜRTIG

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Astrophysik, Sternwarte Sonneberg

Bei der elektronischen Datenverarbeitung sind Tastaturen unentbehrliche Hilfsmittel. In ihrer Ausführung können die Tastaturen sehr unterschiedlich sein. Die Umsetzung der Zeichen in den gewünschten Kode erfolgt entweder durch den angeschlossenen Rechner (Software-Kodierung) oder durch spezielle Schaltkreise (Hardware-Kodierung). Die hier vorgestellte Tastatur benutzt den Schaltkreis U 710 D zur Kodierung, wodurch der Hardware-Aufwand minimal wird. Die Tastatur kann über einen SIF-1000-Eingabekanal an den Rechner angeschlossen werden.

Am einfachsten sind Tastaturen mit Software-Kodierung [1]. Der Schaltungsaufwand in der Tastatur ist gering. Je Taste wird nur ein einfacher Kontakt benötigt, der in einer Matrix verschaltet ist und über Zeilen- und Spaltenleitungen vom Rechner zyklisch abgefragt wird. Die Kodierung der zu den Tasten gehörigen Zeichen überläßt man dem Rechner (Software). Das ist die Standardmethode aller Taschenrechner. Zur Entlastung des Rechners gibt es für diese Abfrage von Tastaturen auch spezielle Schaltkreise [2] [4]. Die Methode der Software-Kodierung wird beibehalten, aber hardwaremäßig ausgeführt. Zusätzlich können hierbei mehrere Zeichen zwischengespeichert werden, bis der Rechner zur Übernahme bereit ist.

Die hier vorgestellte Tastatur benötigt ebenfalls nur einfache Tasten mit einem Kontakt. Die Kodierung übernehmen MOS-Hochvoltschaltkreise der U-Serie.

Mit Hilfe von Pegelanpassungsstufen wird ein Standardanschluß SIF 1000 realisiert, so daß die Tastatur anstelle eines Lochbandlesers mit dem Rechner verbunden werden kann. Eine ähnliche Tastatur wurde in [3] vorgestellt. Dort ist der Hardware-Aufwand aber erheblich höher, da von einem anderen Schaltkreistyp (U 700 D) ausgegangen wurde und die Bedienung nicht so einfach ist, da kein Standardanschluß zum Rechner vorhanden ist.

Kodierung

Ein einzelner Schaltkreis IS U 710 D läßt sich bereits für einfache Anwendungen einsetzen, wenn eine rein oktale Kodierung (drei Ausgangskanäle) ausreicht. In der Tastatur übernimmt der Schaltkreis die Funktionen der Selbsthaltung und Kontaktentprellung und der oktalen Kodierung. Die U 710 D ist jedoch für eine Erweiterung zur hexadezimalen Kodierung (vier Ausgangskanäle) vorbereitet. Entsprechend Bild 1 lassen sich je zwei IS ausgangsseitig parallelschalten. An sich ist die Parallelschaltung von Gegentaktausgangsstufen unzulässig. In der angegebenen Schaltung ist es jedoch erlaubt: Durch die Kopplung der beiden Ausgänge a_4, die gleichzeitig die Funktion eines Eingangs haben, und die unterschiedliche Beschaltung der Steuereingänge e_{VL} sind stets die Ausgänge a_1 bis a_3 eines der beiden Schaltkreise gesperrt. Zur Erläuterung sollen zwei Beispiele dienen:

$e_7 = L$:
$a_4 = H$, $a_3 = L$, $a_2 = L$, $a_1 = H \triangleq$ Ziffer 6
$e_{15} = L$:
$a_4 = L$, $a_3 = L$, $a_2 = L$, $a_1 = H \triangleq$ Ziffer E

Der Eingang e_{15} ist der Eingang e_7 der zweiten IS. Wird eine Taste des ersten Schaltkreises gedrückt, führt sein Ausgang a_4 H-Potential und sperrt dadurch die Ausgänge des zweiten Schaltkreises. Umgekehrt bewirkt eine Taste des zweiten Schaltkreises an a_4 L-Potential und sperrt dadurch die Ausgänge des ersten. Werden mehrere Tasten gleichzeitig gedrückt, so gelten die Ausgangspotentiale der Taste, die zuletzt gedrückt wurde. Diese Regel gilt nur mit Einschränkungen bei der Schaltung nach Bild 1, wenn die Tasten zu beiden Schaltkreisen gehören. Jedenfalls ist die Reihenfolge des Drückens entscheidend und nicht die des Loslassens.

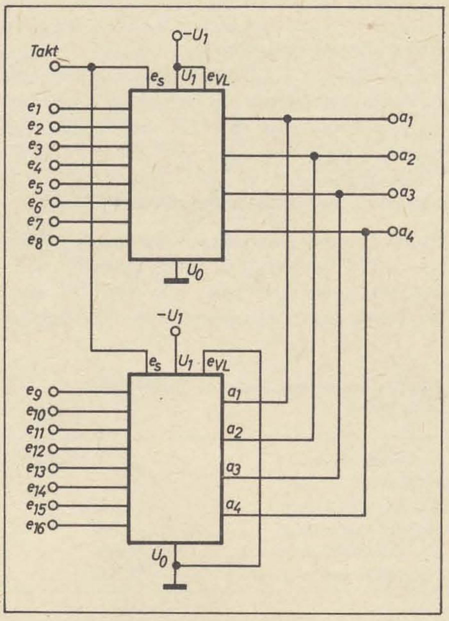


Bild 1: 4-Bit-Schaltung mit 16 Eingängen für U 710 D

Die Belastbarkeit der Ausgänge kann mit maximal 3 mA angegeben werden, wie es bei den U-Schaltkreisen üblich ist. Lediglich bei a_4 sollte die Belastung deutlich unter 1 mA bleiben, damit die angegebene Steuerfunktion nicht ausgelöst wird.

Erweiterung auf acht Kanäle

Mit einem Paar U 710 D und 16 einfachen (auch Sensor-)Tasten läßt sich somit die binäre Kodierung aller Hexadezimalziffern (alle Möglichkeiten von vier Ausgangskanälen) erzeugen. In der Datenverarbeitung sind zur Kodierung der Ziffern, Zeichen und Buchstaben durchweg 7- oder 8-Kanal-Kodes (z. B. ASCII oder SIF 1000) üblich. Mit zwei unabhängigen Paaren U 710 D (also vier IS) lassen sich alle Möglichkeiten von acht Ausgangskanälen erzeugen. Jede Taste (= Zeichen) muß dann aber über zwei Entkopplungsdioden gleichzeitig einen Eingang des ersten Paares und einen Eingang des zweiten Paares ansteuern. So sind $16 \times 16 = 256$ verschiedene Tasten bzw. Zeichen möglich. Unabhängig von der Zahl der benötigten Tasten sind stets nur vier IS erforderlich. Es werden lediglich je zusätzliche Taste zwei weitere Dioden benötigt. Dafür entfällt aber eine aufwendige Dekodiermatrix. Als Dioden bieten sich die Mehrfachdioden SAM 64 oder SAM 65 an.

Welche zwei Eingänge bei einem konkreten Zeichen oder Buchstaben anzusteuern sind, ist in einfacher Weise der jeweiligen Kodetabelle zu entnehmen. Dabei ist jeder beliebige Kode möglich. Bei einem Kodewechsel müßten die angesteuerten Eingangspaare umgelötet werden. Bei einem Kode mit nur sieben Kanälen kann eine U 710 D eingespart werden, ab sechs Kanälen sogar zwei, da dann die Paare U 710 D durch Einzelschaltkreise ersetzt werden können. Auch beim ASCII-Kode kann ein Schaltkreis eingespart werden, da der Kanal acht stets gelocht ist und deshalb kein Eingang von IS_3 angesteuert wird.

Vollständige Tastatur

Das Bild 2 zeigt den Schaltplan einer vollständigen Tastatur mit ASCII-Kode für den Standard-Anschluß SIF 1000 (umschaltbar auf SIF-1000-Kode). Speziell für den verbreiteten ASCII-Kode geht die Zuordnung der Tasten (Zeichen) zu den IS-Eingängen aus der Tafel hervor. Der Umfang von 71 Zeichen entspricht den Steuer- und Druckzeichen des Seriendruckers daro 1156 (ASCII-Variante).

Der Paritätsgenerator IS_5 (U 109 D) bildet zu den Kanälen 1 bis 7 ein Paritätsbit, das wahlweise auf den Ausgangskanal 8 geschaltet werden kann. Der Ausgang a von IS_5 ergänzt auf gerade Parität, so daß sich der Ausgangskode durch eine einfache Umschaltung mit dem Schalter S vom ASCII-Kode auf den SIF-1000-Kode umstellen läßt. Eine Tastatur nur für den SIF-1000-Kode kann anstelle des Paritätsgenerators IS_5 auch IS_3 (U 710 D, im Bild 2 nicht gezeichnet) benutzen. Für diesen Fall sind die in der Tafel mit einem Kreuz in der Spalte IS_3 versehenen Zeichen von IS_4 auf die gleichen Eingänge von IS_3 umzulegen.

Standardanschluß SIF 1000

Zur bequemen Handhabung in der Datenverarbeitung empfiehlt es sich, die Tastatur mit einem Standardanschluß SIF 1000 zu versehen, der bei Klein- und Mikrorechnern durchweg vorhanden ist. Der Aufwand dafür ist gering, da auf Kommando- und Statussignale bei einer Tastatur verzichtet werden kann. Zusätzlich zur vorstehend beschriebenen Kodierung ist nur noch eine geringe Logik erforderlich, die beim Vorliegen eines RUF-Signals vom Rechner durch Betätigen einer Taste ein END-Signal an den Rechner abgibt. Das hierfür erforderliche Signal von den Tasten wird zweckmäßig über Entkopplungsdioden von den ma-

Beschaltung der Eingänge der Schaltkreise U 710 D für den ASCII-Kode

Die Kreuze bei IS_3 gelten für den SIF-1000-Kode. Dann ist anstelle von IS_4 der gleiche Eingang von IS_3 anzusteuern

Zeichen	oktaler Wert	IS_1	IS_2	IS_3	IS_4	Erklärungen
ZV	212		3		1	Zeilenvorschub
WR	215		6		1	Wagenrücklauf
Lp1	(231)		2		2	Umschaltung auf Leporello 1
Lp2	(232)		3		2	Umschaltung auf Leporello 2
Lp1+2	(233)		4		2	Umschaltung auf Leporello 1 und 2
VD	(234)		5		2	Umschaltung auf Vorwärtsdruck
RD	(235)		6		2	Umschaltung auf Rückwärtsdruck
LT	240	1			3	Leertaste
!	241	2		×	3	
″	242	3		×	3	
#	243	4			3	
	244	5		×	3	
%	245	6			3	
&	246	7			3	
¤	247	8		×	3	
(	250		1	×	3	
)	251		2		3	
*	252		3		3	
+	253		4	×	3	
,	254		5		3	
-	255		6	×	3	
.	256		7	×	3	
/	257		8		3	
Ø	260	1		×	4	
1	261	2			4	
2	262	3			4	
3	263	4		×	4	
4	264	5			4	
5	265	6		×	4	
6	266	7		×	4	
7	267	8			4	
8	270		1		4	
9	271		2	×	4	
:	272		3	×	4	
;	273		4	×	4	
<	274		5	×	4	
=	275		6		4	
>	276		7		4	
?	277		8	×	4	
@	300	1			5	
A	301	2		×	5	
B	302	3		×	5	
C	303	4			5	
D	304	5		×	5	
E	305	6			5	
F	306	7			5	
G	307	8		×	5	
H	310		1	×	5	
I	311		2		5	
J	312		3		5	
K	313		4	×	5	
L	314		5		5	
M	315		6	×	5	
N	316		7	×	5	
O	317		8		5	
P	320	1		×	6	
Q	321	2			6	
R	322	3			6	
S	323	4		×	6	
T	324	5			6	
U	325	6		×	6	
V	326	7		×	6	
W	327	8			6	
X	330		1		6	
Y	331		2	×	6	
Z	332		3	×	6	
[	333		4		6	
’	334		5	×	6	
]	335		6		6	
⌒	336		7		6	
—	337		8	×	6	

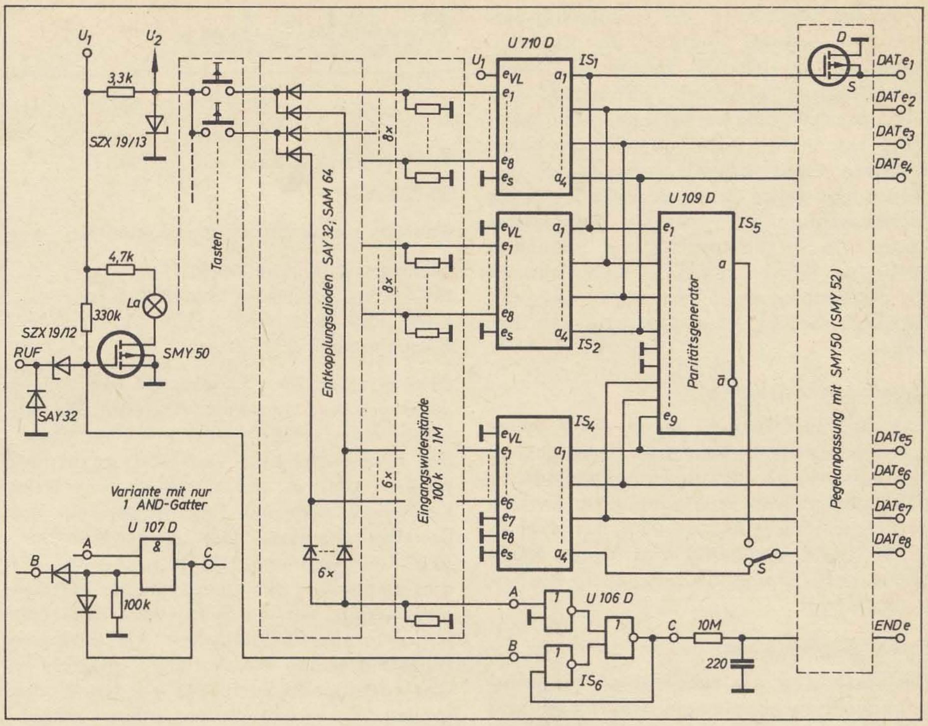


Bild 2: Gesamtschaltung der Tastatur

ximal acht Eingängen der IS_4 abgenommen. Beim ASCII-Kode sind nur sechs Dioden erforderlich, da die Eingänge e_7 und e_8 von keinem Zeichen angesteuert werden. Das END-Signal wird durch ein RC-Glied leicht verzögert. Dadurch liegen die Datensignale sicher an den Ausgängen an, und Mehrfacheingaben durch Kontaktprellen werden vermieden.

Wenn beim Drücken einer Taste das END-Signal abgegeben wird, nimmt der Rechner das RUF-Signal sofort zurück. Durch die Rückführung des END-Signals über die Logik bleibt das END-Signal aber so lange erhalten, wie eine Taste gedrückt ist. Erst mit dem Loslassen der Taste kann der Rechner ein neues RUF-Signal senden, wodurch die Tastatur für die nächste Eingabe bereit ist. Es ist sehr nützlich, das anliegende RUF-Signal durch ein Lämpchen La als Aufforderung zur Eingabe sichtbar zu machen. Wird eine Taste gedrückt, ohne daß ein RUF vorliegt, werden nur die Datensignale an den Ausgängen entsprechend geändert, es wird aber kein END-Signal erzeugt.

Pegelanpassung

Zur Anpassung der Ausgänge und des Eingangs der Tastatur an den Standardanschluß ist im allgemeinen eine Pegelumsetzung erforderlich. Bei den U-Schaltkreisen betragen die logischen Pegel L = —10 V und H = 0 V. Beim Standardanschluß SIF 1000 liegen die Pegel etwa 10 V höher: L′ = 0 V und H′ = +10 V.

Beim RUF-Signal (Eingang) reicht eine hochohmige Pegelverschiebung mit einer Z-Diode völlig aus. Angesteuert werden nur zwei MOS-Eingänge, die das RUF-Signal strommäßig nicht belasten. Bei den neun Ausgängen (acht Datenkanäle, END-Signal) ist eine einfache Anpassung über Z-Dioden nicht zweckmäßig. Die Ausgangspegel der eingesetzten Schaltkreise liegen unbelastet bei —12...—13 V. Sie sind exemplarbedingt unterschiedlich und hängen dazu stark von der Belastung ab. Die Z-Dioden müßten einzeln angepaßt und zudem beim Anschluß an ein anderes Gerät geändert werden. Bewährt hat sich die Pegelanpassung mit dem MOS-Transistor SMY 50 in der Schaltung nach Bild 2. Die IS-Ausgänge werden nicht mehr belastet. Es ergeben sich die Ausgangspegel L′ = +0,4 V und H′ = 4,8...6,4 V. Der Wert für H′ ist etwas niedrig, läßt sich aber in dieser einfachen Schaltung nicht ändern. Er ist durch die Schwellspannung der MOS-Transistoren bedingt. Für den Anschluß an TTL-Schaltkreise sind diese Pegel sehr gut geeignet.

Die Pegelanpassungsstufen können im Prinzip entfallen, wenn man die Betriebsspannung —27 V aus zwei leistungsfähigen Teilspannungen von 13 V und 14 V zusammensetzt und den Pegel —13 V mit Masse verbindet. Bei der angegebenen Lösung mit Pegelanpassungsstufen kommt man jedoch mit nur einer Betriebsspannung von —27 V und einem Maximalstrom von nur 30 mA aus.

Tasten

Einfache Tasten mit einem Arbeitskontakt reichen für den vorliegenden Zweck aus. Sowohl der Umfang (Ziffern- oder alphanumerische Tastatur) als auch die konstruktive Gestaltung können frei gewählt werden.

Bei Tasten mit je zwei Arbeitskontakten kann man in einfacher Weise eine Doppelbelegung der Tasten (analog zur Schreibmaschine) vorsehen, wobei der Spannungspegel L mit Hilfe einer Umschalttaste zwischen den beiden Kontaktsätzen umgeschaltet werden muß.

Selbstverständlich lassen sich die hochohmigen Eingänge der benutzten MOS-Schaltkreise auch von Sensortasten ansteuern, die man leicht selbst herstellen kann. Trotzdem sollten Sensortasten für die Zwecke der Datenverarbeitung möglichst nicht eingesetzt werden, da es auf eine stets absolut zuverlässige Eingabe ankommt. Die bekannten Schwierigkeiten liegen hauptsächlich in den oft zu trockenen Fingern und in der unvermeidlichen elektro-

statischen Aufladung der Bedienungsperson. Eine geringe Erhöhung der Betriebsspannung um 0,5...1 V konnte die Funktionssicherheit erheblich verbessern. Die Funktionssicherheit verbesserte sich ebenfalls, wenn die Bedienungsperson durch Anfassen eines leitend verbundenen Gegenstandes (etwa Bananenstecker) auf die Betriebsspannung —27 V aufgeladen wurde. Da in diesem Fall die Spannung über den Körper zugeführt wird, braucht die Sensortaste dann nur noch aus einer leitenden Fläche, der Ableitung, zu bestehen.

Spannungsversorgung

Eine Betriebsspannung $U_1 = -27$ V reicht zum Betrieb der Tastatur aus. Benötigt werden maximal 25...30 mA. Eingeschlossen ist dabei die interne Erzeugung einer zweiten Betriebsspannung $U_2 = -13$ V mit einer Z-Diode. Diese Spannung wird für die NOR-Gatter U 107 D und als L-Pegel für die Tasten benötigt.

Einsatzmöglichkeiten

Die Tastatur wurde zunächst als Handeingabegerät zur Bedienung von Klein- und Mikrorechnern entworfen. Es könnte damit etwa ein Seriendrucker daro 1156 oder ein elektronischer Ausgabefernschreiber F 1200 zur kompletten Ein- und Ausgabeeinheit ergänzt werden.
Die ASCII-Variante des Seriendruckers kann prinzipiell auch ohne Mitwirkung eines Rechners direkt von der Tastatur angesteuert werden, wodurch ein autonomes Schreibwerk möglich wird. Wenn man das END-Signal der Tastatur als RUF-Signal für den Seriendrucker verwendet, wird jedes eingetastete Zeichen sofort gedruckt. Der Normalvariante des Seriendruckers müßten zusätzlich stets die richtigen Kommandosignale angeboten werden, was einen zusätzlichen Aufwand bedeuten würde. Die Tastatur ihrerseits benötigt zur Betriebsbereitschaft keinen RUF, da der offene RUF-Eingang wie ein permanentes RUF-Signal wirkt.
In ganz ähnlicher Weise kann auch ein SIF-1000-Lochbandstanzer direkt angesteuert werden, etwa zur Handanfertigung von Datenstreifen oder kurzen Programmen. Die erforderlichen Kommandosignale für den Stanzer sind konstant und können leicht fest verdrahtet werden.

Literatur

[1] Sterl, H.; Franke, K.: Mikrorechnergesteuertes fernsehkompatibles Datensichtgerät. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 4, S. 235–240

[2] Dörr, A.: Eingabe- und Anzeigeeinheit für Mikrocomputer. Elektronik 28 (1979) H. 10, S. 88 bis 90

[3] Jakubik, P.: Dateneingabeeinheit mit U 700 D. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 7, S. 456 bis 458

[4] Koch, J.; Gandhi, Sh.: Anschluß von Tastatur und Anzeige an µC-Systeme. Elektronik 28 (1979) H. 16, S. 39–45

[5] Malina, B.: Schaltkreise der Sensortechnik. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 76–78

Fachbücher

K.-H. Finke
RFT-Service

Bauteile der Unterhaltungselektronik

VEB Verlag Technik Berlin 1980
224 Seiten, zahlreiche Bilder und Tafeln
Kunstleder 18,00 Mark
Bestellnummer 552 724 4

Zum erfolgreichen Service an den immer umfangreicher werdenden Geräten der Unterhaltungselekronik gehört ein Fachwissen, das mindestens zwei Voraussetzungen hat, nämlich geräte- und schaltungstechnische Kenntnisse einerseits und Wissen um die Bauelemente dieser Geräte, ihre Funktion, ihre Kennzeichnung, mögliche Fehler und die rationelle Feststellung solcher Defekte andererseits. Beiden Seiten wird der nicht nur unter Servicefachleuten gut bekannte Autor mit seinen Publikationen gerecht.
Das vorliegende Buch, das auf Grund des großen Interessentenkreises schnell vergriffen sein dürfte, enthält, ohne unnötigen Ballast dargestellt, alles für die Zielgruppe Wissenswerte über die in Geräten der Unterhaltungselektronik verwendeten Bauelemente vom Widerstand bis zum integrierten Schaltkreis, ergänzt um Informationen zu Tonträgern als notwendigem und oft funktionsentscheidendem Zubehör. Sein Nutzungsraum spannt sich damit vom Service am einfachsten Rundfunkempfänger über den an Musikanlagen bis zum Farbfernsehgerät. Der Situation im Service entsprechend werden selbstverständlich auch Röhren noch mit erfaßt.
Der Leser findet, in übersichtlichen Tafeln zusammengefaßt, Typenlisten der wichtigsten Bauelemente, einprägsam durch darin enthaltene Skizzen und Beispiele ergänzt, er wird über Importmaterial informiert und erhält zu jedem Bauelement Angaben zu typischen Einsatzfällen und wertvolle Ratschläge zu rationeller, unkomplizierter Prüfung „verdächtiger" Teile. Zahlreiche Fotos tragen in diesem wissensspeicherartigen Werk zur erforderlichen Informationsdichte bei.

K. Schlenzig

B. F. Ormont

Einführung in die physikalische Chemie und Kristallchemie der Halbleiter

Bearbeitet und herausgegeben von Dr.-Ing. Manfred Lisec und Dr. rer. nat. Dietrich Thess
Akademie-Verlag Berlin 1979
584 Seiten, 319 Bilder, 60 Tafeln
Leinen 88,00 Mark
Bestellnummer 762 189 1

Das vorliegende Buch ist die deutschsprachige Ausgabe eines 1973 im Verlag Vysšaja Škola, Moskau, erschienenen, breit angelegten Werkes über die Kristallographie und physikalische Chemie der Halbleiter. Es enthält ausführliche Darlegungen über die Systemtheorie der Kristalle (Kapitel I, etwa 100 Seiten), die physikalisch-chemische Analyse von Realkristallen und physikalische Methoden der Phasenanalyse (Kapitel II, etwa 100 Seiten), Grundlagen der chemischen Thermodynamik (Kapitel III, etwa 75 Seiten), die Bindungsverhältnisse in Kristallgittern (Kapitel IV, 60 Seiten), die Kristallsymmetrie und damit zusammenhängende Effekte wie Doppelbrechung, Piezoelektrizität, Pyroelektrizität u. ä. sowie die Richtungsabhängigkeiten der Eigenschaften der Kristalle (Kapitel V, 50 Seiten), chemische und Diffusionskinetik, Thermodynamik der Phasen und Kristalldefekte (Kapitel VI und VII, 110 Seiten) und kommt dann abschließend zu speziellen Fragen der physikalischen Chemie der Halbleiter und Reinststoffe (Kapitel VIII, 90 Seiten). Die einzelnen Kaptitel sind mit zahlreichen Literaturangaben versehen, die allerdings in der Regel nur den Zeitraum bis etwa 1970 erfassen.
Das Werk wendet sich in Darstellung und Argumentation vor allem an einen Leser, für den physikalisch-chemische Sachverhalte, Denk- und Ausdrucksweisen eine gewisse Vertrautheit besitzen. So wird z. B. der grundlegende Satz, daß das Produkt aus Elektronen- und Löcherkonzentration im Halbleiter im thermodynamischen Gleichgewicht gleich dem Quadrat der Inversionsdichte (Eigenleitungskonzentration) ist, aus der Analogie zum chemischen Gleichgewicht am Beispiel der Ionendissoziation des Wassers behandelt. Ungeachtet dessen wird der Leser, dem die physikalisch-elektronische Seite der Erscheinungen geläufig ist und der den theoretisch-physikalischen Zugang zu ihnen kennt, dieses Buch mit Gewinn benutzen, weil es ihm neue Einsichten und Sichtweisen vermittelt, die auch der interdisziplinären Zusammenarbeit zwischen Chemikern und Physikern, die gerade in so einem komplexen Gebiet wie der Halbleitertechnik/Mikroelektronik wichtig ist, sehr förderlich sein können. In diesem Sinne wird das im Vorwort von Dr. Thess formulierte Anliegen des Buches sicher erfüllt werden.
Das Werk behandelt die Halbleiter in der ganzen Vielfalt und Breite der Materialpalette. Damit stellt sich auch die Frage nach Gesetzmäßigkeiten des Zusammenhanges zwischen der Breite der verbotenen Zone und der chemischen Zusammensetzung sowie Kristallstruktur des Halbleiters. In Kapitel VIII, § 5 bis § 8, wird der Stand dieser aktuellen Problematik aus physikalisch-chemischer Sicht analysiert, eine Problematik, zu der auch B. F. Ormont selbst wichtige Beiträge geleistet hat. Auf die Grenzen, die auf solche abgeleiteten semiempirischen Formeln gesetzt sind, weist dabei O. F. Ormont in Zusammenhang mit der Bänderinversion in Halbleitern mit schmaler verbotener Zone deutlich hin. In diesem und in anderem Zusammenhang wird übrigens auch das grundlegende Werk über die Physik der Halbleiter von A. F. Joffé mehrfach zitiert. Leider fehlt hier in der deutschsprachigen Ausgabe jeder Hinweis auf die in der DDR erschienene Übersetzung.
Das Werk enthält auch viele praktische Hinweise von der Ausführung röntgenographischer Untersuchungen bis zur Behandlung von Reinststoffen.

J. Auth

Richtungsabhängige Lichtschranke

Die richtungsabhängige Lichtschranke im Bild 1 hat die Aufgabe, die Bewegungsrichtung eines Gegenstandes zu überwachen. Dazu muß der Gegenstand nacheinander zwei Lichtschranken (LS₁, LS₂) passieren. Im Ruhezustand sind beide Lichtschranken geschlossen. An den Ausgängen der Fototransistoren liegen komplementäre Potentiale. Das UND-Gatter ist durch das L-Potential von der ersten Lichtschranke LS_1 gesperrt. Der Schwellwertschalter SS_1 wandelt das H-Potential der zweiten Lichtschranke LS_2 in ein L-Potential um. Alle Ausgangssignale des UND-Gatters werden in einem zweiten Schwellwertschalter geformt.

Passiert der Gegenstand die Lichtschranken von LS_1 nach LS_2, dann wird am Ausgang a ein H-L-Triggerimpuls abgegeben, der in einer zusätzlichen Schaltung ausgewertet werden kann. Während der Bewegungsphase des Gegenstandes wird zuerst die LS_1 unterbrochen. An dem dazugehörigen Eingang des UND-Gatters stellt sich H-Potential ein. Das UND-Gatter ist für einen Schaltvorgang von LS_2 vorbereitet. Erreicht der Gegenstand danach die LS_2, dann wird der L-H-Sprung am Ausgang des Schwellwertschalters SS_1 über das Differenzierglied R, C als positiver Nadelimpuls auf das UND-Gatter gegeben. Das vorbereitete UND-Gatter schaltet das H-Potential auf den Schwellwertschalter SS_2 durch, wodurch dieser am Ausgang einen H-L-Sprung abgibt.

Bewegt sich der Gegenstand in umgekehrter Richtung, dann wird zuerst die LS_2 und dann die LS_1 unterbrochen. Wie Bild 2 zeigt, führt das zu ähnlichen Schaltvorgängen. Da das UND-Gatter zu der Zeit des positiven Nadelimpulses L-Potential führt, bleibt es gesperrt. Am Schaltzustand des SS_2 ändert sich nichts.

Die Länge des Gegenstandes muß größer sein als der Abstand beider Lichtschranken.

Im Bild 3 ist die richtungsabhängige Lichtschranke mit D-31-Schaltkreisen realisiert. Die Lichtschranken bestehen aus zwei Lumineszenzdioden und Fototransistoren. Die Schwellwertschalter wurden aus je zwei D-31-Negatoren aufgebaut. Diese Art der Schwellwertschalter hat eine Schalthysterese und ist außerdem am Ausgang leicht an beliebige Verbraucherschaltkreise anpaßbar. Weitere Einzelheiten sind [1] und [2] zu entnehmen.

Für die einwandfreie Funktion des Differenziergliedes muß der zweite Schwellwertschalter einen hohen Eingangswiderstand aufweisen. Da das vom D-31-Negator nicht gegeben ist, wurde der erste Negator des SS_2 neu dimensioniert. Für die Realisierung des hohen Eingangswiderstandes wurde der Widerstand R_2 vorgesehen. Damit der geringe Eingangsstrom den Negator noch sicher schaltet, wurde für diesen Negator ein Typ 71-11261 mit hohem $F_{La} = 18$ ausgewählt. Außerdem wurde der Kollektorstrom auf weniger als 1 mA reduziert. Für eine Stromverstärkung $B_{min} = 50$ wird ein Eingangsstrom von $I_e = 18\ \mu A$ benötigt. Der Widerstand R_3 dient der Einstellung der Schaltschwelle und der Hysterese. Die beiden Halbleiterdioden SAY 40 heben das Ausgangspotential auf einen TTL-gerechten Wert. Die Funktion dieser Schaltung kann mit Hilfe der Erklärung zu den Bildern 1 und 2 verfolgt werden.

G. Turinsky

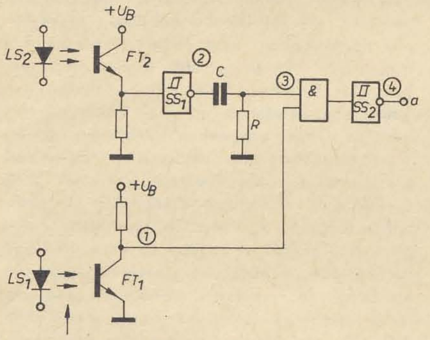


Bild 1: Prinzipschaltung der richtungsabhängigen Lichtschranke

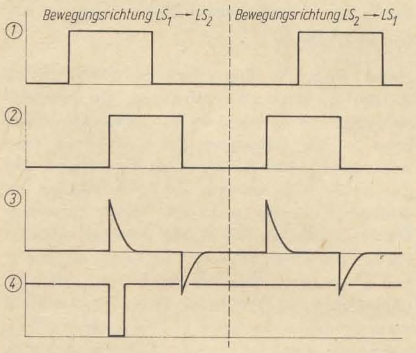


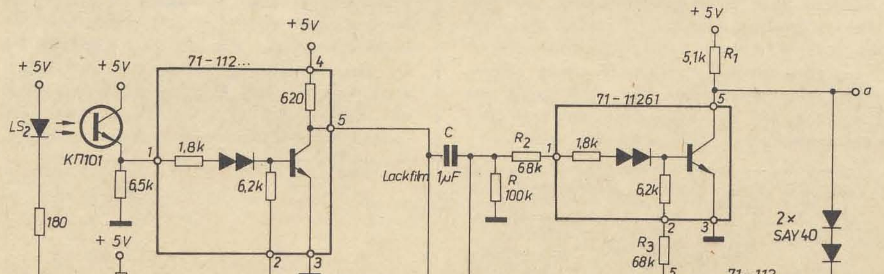
Bild 2: Impulsdiagramme an ausgewählten Meßpunkten

Literatur

[1] Turinsky, G.: Einfacher Schwellwertschalter. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 8, S. 274–276

[2] Turinsky, G.: Schwellwertschalter mit Schalthysterese. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 251

Bild 3: Mit D-31-Schaltkreisen aufgebaute richtungsabhängige Lichtschranke ▼



Frequenzmessung auf dem Bildschirm

In der Schaltung nach Bild 1 läßt sich ein TTL-Gatterschaltkreis unkonventionell als Generator mit einer Frequenz in der Größenordnung von mehr als 10 MHz erregen. Die dabei entstehenden Oberwellen reichen bis in den VHF-Bereich. Erweitert man diese Anordnung um einen Schmitt-Trigger, so kann der Generator durch eine an den Triggereingang gelegte Frequenz pulsmoduliert werden. Nach einem Vorschlag unseres Lesers J. Drexler aus Prag lassen sich Trigger- und Generatorteil so zusammenfassen, daß man mit einem einzigen D 100 auskommt (Bild 2).

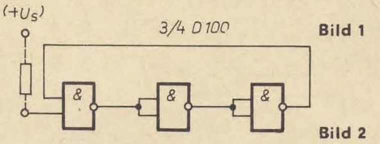
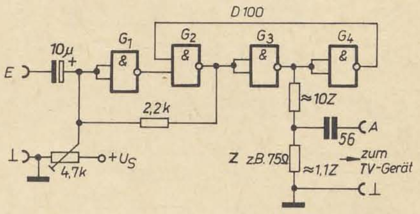


Bild 1

Bild 2 ▼



Der Generator schwingt immer dann, wenn der Ausgang des ersten Triggergatters H führt, denn dann liegen praktisch ähnliche Verhältnisse wie bei Bild 1 vor. Am Potentiometer kann der Ansprechpunkt eingestellt werden. Die Schaltung reagiert dann ab etwa 300 mV Eingangsspannung auf diese Modulation. Führt man das Signal, über ein Dämpfungsglied mit einer Ausgangsimpedanz entsprechend dem Empfängereingang abgeschwächt, dem VHF-Eingang eines Fernsehempfängers zu, so bilden sich im NF-Bereich auszählbare horizontale Streifen, deren Zahl über die Bildfrequenz mit der zu messenden Eingangsfrequenz verknüpft ist. Ausschreibung, Fangbereich des Empfängers und Streifenbreite lassen dabei keine allzu genaue Messung zu, doch ist die Methode angesichts des geringen Aufwands für viele Zwecke brauchbar. Oberhalb von etwa 1 kHz wird es bereits schwierig, die Streifen auszuzählen. Eingangsfrequenzen oberhalb der Zeilenfrequenz führen zu Helligkeitsmodulation in den Zeilen; auch in diesem Fall kann in einem gewissen Bereich die Eingangsfrequenz in ihrer Verknüpfung mit der Zeilenfrequenz „ausgezählt" werden. (Für bestimmte Frequenzen ergeben sich senkrechte schwarze Streifen.)

Die Schaltung arbeitet noch mit einer Flachbatterie zufriedenstellend und kann daher leicht in einem wegen der Störstrahlung unbedingt nötigen schirmenden Gehäuse untergebracht werden. Bis zur Antennenbuchse kurze Leitung wählen!

Dreiphasen-Steuertaktsignal

Bild 1 aus Electron. Engng. 51 (1979) H. 624, S. 35, zeigt eine Schaltung, mit der sich aus einem Bezugstaktsignal ein Dreiphasen-Steuertaktsignal für unterschiedliche Zwecke herstellen läßt. Durch eine einfache Änderung der Bezugstaktfrequenz kann dabei die Arbeitsfrequenz der Schaltung verändert werden. Die Ansteuerung durch einen äußeren Taktgeber entfällt.

Die Bezugsfrequenz f beträgt das Dreifache der gewünschten Frequenz. An den Taktgeber schließt sich eine Teilerstufe (:3) an. Der Ausgang Q_1 des ersten D-Flip-Flops (FF_1) wird zu-

Bild 1

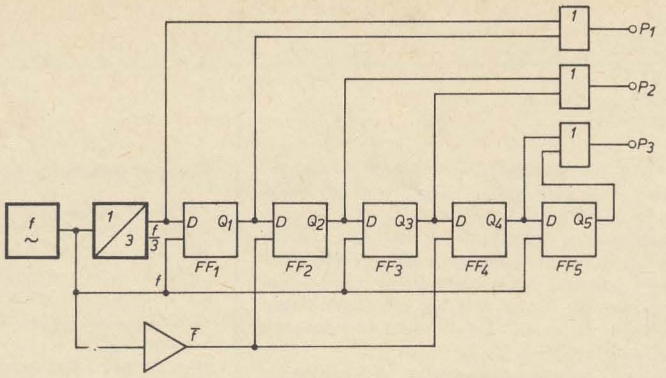
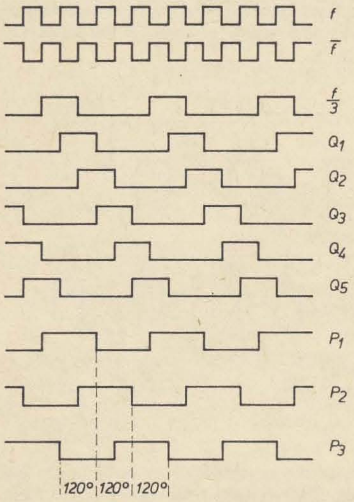


Bild 2



sammen mit dem f/3-Signal einer ODER-Schaltung zugeführt und ergibt das erste Phasensignal P_1. Jedes weitere D-Flip-Flop verzögert f/3 um eine halbe Taktperiode, so daß die Ausgangssignale Q_2 und Q_3 bzw. Q_4 und Q_5 zusammen mit einer ODER-Schaltung die beiden anderen Phasenspannungen P_2 und P_3 liefern, die sich jeweils um 120° unterscheiden. Die Wirkungsweise ist aus dem Impulsdiagramm (Bild 2) ersichtlich. Die maximale Betriebsfrequenz wird von den eingesetzten Logikschaltungen bestimmt.

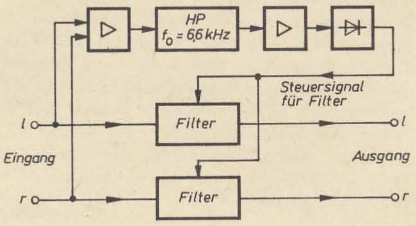
Optische Nachrichtentechnik

● Ein neuer Rekord bei dämpfungsarmen Glasfasern für die optische Nachrichtenübertragung konnte auf einer Wellenlänge von 1,55 μm mit einer Monomoden-Lichtleitfaser auf der Basis von Quarz mit einer Dämpfung von nur 0,20 dB/km erzielt werden. Neben dem Dämpfungsminimum bei 1,27 μm existiert ein weiter ausgeprägtes Minimum um 1,55 μm, wie jüngste Untersuchungen zeigten. Wichtig bei der Realisierung einer derartigen Lichtleitfaser ist die extrem hohe Reinheit der bei der Herstellung eingesetzten Ausgangsmaterialien.

● Neuere Entwicklungen auf dem Gebiet der optischen Nachrichtenübertragung zielen wegen erheblich besserer Übertragungseigenschaften der Glasfasern im längerwelligen Spektralgebiet auf eine Verschiebung der Übertragungswellenlänge in den Bereich um 1 200 nm. Hier ist auf Grund der geringen optischen Dämpfung und Dispersion eine Verdopplung bis Verdreifachung des Verstärkerabstands möglich. Ein Problem bildet aber noch die Bereitstellung eines geeigneten Fotodetektors, weil Siliziumdioden hier nicht mehr in Betracht kommen. Die an den Fotodetektor gestellten Forderungen lassen sich gut von Sperrschicht-Fotodetektoren auf der Basis der CdS/$CuInSe_2$-Heterodiode erfüllen. Derartige Heterodioden aus n-leitendem CdS und p-leitendem $CuInSe_2$ haben keine Verluste durch Ladungsträgerrekombination an der Diodenoberfläche oder im Inneren, weisen eine hohe Quantenausbeute auf und arbeiten ausreichend schnell. Aus dem großen Bandabstand von CdS ergibt sich ein so breiter empfindlicher Spektralbereich, daß diese Fotodetektoren auch für den Nachweis von sichtbarem Licht geeignet sind.

Rauschverminderung

Eine nichtkomplementäre Verringerung des Rauschens von Magnetbandgeräten sowie von AM- oder FM-Rundfunkempfängern beruht darauf, daß das menschliche Ohr für Rauschsignale im Bereich zwischen 5 kHz und 6 kHz ein Empfindlichkeitsmaximum hat. Eine Reduzierung der Rauschbandbreite auf weniger als 5 kHz führt daher zu einer erheblichen Verminderung des hörbaren Rauschpegels. Auf Grund des Maskierungseffekts nimmt das menschliche Ohr Rauschen nicht wahr, wenn es von einer Musikinformation mit höherem Pegel und mit spektralen Anteilen im entscheidenden Frequenzbereich überdeckt wird. Das System wird daher so ausgelegt, daß es die Bandbreite der Wiedergabe verringert, wenn die ankommende Information keine ausreichenden Signalamplituden



im Bereich um 6 kHz zur Maskierung des Rauschens enthält. Unser Bild aus Funkschau 51 (1979) H. 25, S. 1461–1464, zeigt das Prinzipschaltbild eines derartigen adaptiven Rauschprozessors, der das Rauschen nichtkomplementär verringert. Die Schaltung zur Steuerung der Bandbreite verändert die obere Grenzfrequenz des Hörpfades in Abhängigkeit von der Amplitude der oberhalb von 6,6 kHz vorhandenen Signalspannung. Die Eingangssignale werden einem Summierverstärker zugeführt, auf den ein Hochpaßfilter folgt. Nach entsprechender Verstärkung und Spitzengleichrichtung steht ein Steuersignal zur Ansteuerung von spannungsgesteuerten Filtern zur Verfügung, die im Signalweg zwischen Eingang und Ausgang liegen. Die Ansprechzeit bzw. die Abklingzeit der Schaltung muß den entsprechenden Parametern des menschlichen Ohres angepaßt sein.

Multilayer

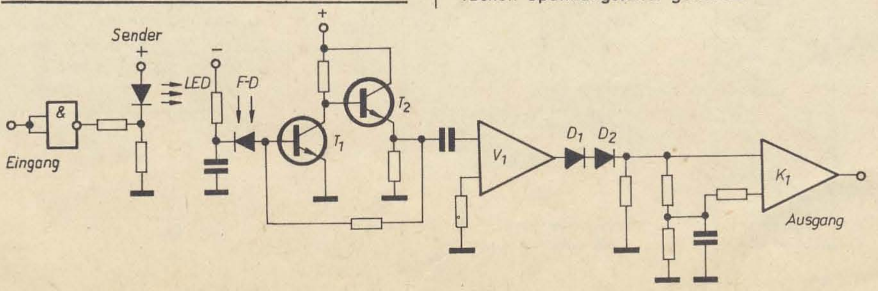
Multilayer sind gedruckte Schaltungen mit beliebig vielen Lagenzahlen bzw. Leitungsebenen, die als verpreßte und durchkontaktierte Leiterplatten hergestellt werden und inzwischen in der Elektronik einen festen Platz einnehmen. Funktionszuverlässige Mehrlagenschaltungen mit einer hohen Verbindungs- und Packungsdichte als ein Grundelement moderner und qualitativ hochwertiger Elektronikschaltungen erfordern jedoch eine komplizierte Herstellungstechnologie. Als geeignet zu ihrer Herstellung haben sich sogenannte Multilayerpressen erwiesen, die unter anderem folgende Aufgaben erfüllen:

- Die in Sieb- und Fotodruck auf das Basismaterial übertragenen und durch Ätzung freigestellten Schaltungen werden zusammen mit epoxydharzgetränkten Glasfasergeweben als Isolier- und Klebmaterialien zu Mehrlagenleiterplatten verpreßt.
- Flexible Schaltungen werden mit Isolierfolien verpreßt bzw. gut im Plastharz eingekapselt, um die Schaltung gegen chemische Einflüsse, Feuchtigkeit und mechanischen Abrieb zu schützen.
- In ähnlicher Weise werden Mehrlagenleiterplatten in spezielle Haftschichten eingebettet und in der Laminierpresse mit Glasfasergeweben verpreßt.

Als Basismaterial für die Leiterplatten verwendet man Phenolharzpapiere, Epoxyd-Hartpapiere, Epoxyd-Glashartgewebe, Polyester- und Polyimidfolien oder andere Laminate. Sie tragen ein- oder beiderseitig Kupferkaschierungen. Das Zusammenlegen der bedruckten und geätzten Leiterplatten mit den epoxydharzgetränkten Glasfasergeweben (Prepregs) erfolgt mit Preßblechen und Zentrierstiften. Beim Verpressen werden die Prepregs um etwa 30 % dünner. Der eigentlichen Presse fällt die wichtigste Aufgabe zu, nämlich das Harz durch gleichmäßige Wärmeabgabe zu erweichen und im richtigen Zeitpunkt die einzelnen Lagen unter Druck zu verpressen, ohne daß eine störende chemische Veränderung auftritt und ohne daß sich die Schaltungsaufbauten verändern. Für eine hohe Produktivität sind dabei kombinierte Heiz-Kühl-Pressen günstig.

Einfache faseroptische Verbindung für 20 M bit/s

Unser Bild aus Electronics 52 (1979) H. 23, S. 130–131, zeigt eine Schaltung, die mit relativ einfachem Aufwand an Bauelementen in der Lage ist, ein Lichtsignal mit einer Datenübertragungsrate von 20 M bit/s zu übertragen. Auf der Senderseite werden ein NAND-Gatter mit offenem Kollektor und eine lichtemittierende Diode eingesetzt. Die Diode arbeitet z. B. bei 910 nm mit einer optischen Leistung von 2 mW und einem Durchlaßstrom von 100 mA. Empfänger ist eine Pin-Fotodiode, deren Fotostrom mit einer Transistorschaltung (T_1, T_2) in eine Spannung umgewandelt wird. Die verwendeten Transistoren müssen eine geringe Eingangskapazität und ein ausreichendes Verstärkungs-Bandbreitenprodukt aufweisen. Es folgt ein breitbandiger Verstärker (V_1), wofür sich Videoverstärker gut eignen. Zwei Dioden (D_1, D_2) passen die Ausgangsspannung des Videoverstärkers an den Eingangsspannungsbereich des Komparators (K_1) an. Die Schwellwertspannung des Komparators wird von einem einfachen Spannungsteiler geliefert.



Patente

Schaltungsanordnung zur Erzeugung zweier voneinander abhängiger phasenverschobener Impulsreihen

DD-WP 139 060

Int. Cl.²: H 03 K 3/28

Erfinder: Siegfried Dawidczak

Die angemeldete Schaltungsanordnung erzeugt zwei voneinander abhängige phasenverschobene Impulsfolgen, wie sie zur Logikansteuerung in digitalen Geräten benötigt werden. Die Merkmale der Schaltung bestehen darin, daß zwei astabile Kippschaltungen mit einem gemeinsamen Rückkopplungswiderstand R und über zwei Halbleiterdioden D_1, D_2 miteinander verkoppelt sind, wie es Bild 1 zeigt. Die Dioden sind nur dann stromführend, wenn am Gattereingang des einen Multivibrators ein niedrigerer Pegel liegt als am Gatterausgang des anderen Multivibrators. Als aktiver Verstärker werden Negatoren eingesetzt. In gleicher Weise lassen sich andere Logikgatter, eventuell auch mit mehreren Eingängen, benutzen, wenn sie mindestens einen Transistor zur Erzeugung der Negation enthalten. Die für die Takterzeugung nicht benötigten Eingänge können zur Start-Stopp-Steuerung des

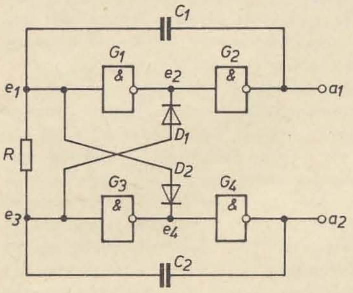


Bild 1

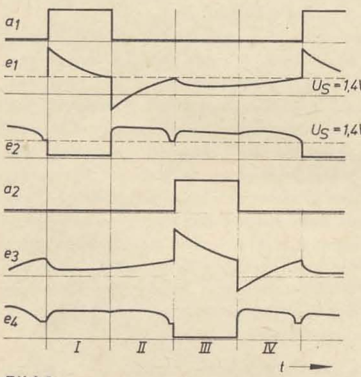


Bild 2

Taktgenerators genutzt werden. Der erste Multivibrator wird gebildet aus den Gattern G_1 und G_2, dem Kondensator C_1, dem Widerstand R und der Diode D_1. Die restlichen Bauelemente und der Widerstand R gehören zum zweiten Multivibrator. Zur Erläuterung der Arbeitsweise ist im Bild 2 ein Vier-Phasenzyklus dargestellt. Vor Erreichen der Phase I haben das Ausgangssignal a_1 sowie das Eingangssignal e_1 L-Pegel. Durch den Strom aus dem Eingang von G_1 lädt sich C_1 auf, wodurch am Ausgang von G_1 bis zum Erreichen der Umschaltspannung ein Absinken des H-Pegels festzustellen ist. Beim Erreichen der Umschaltspannung an e_2 schaltet G_2 um. Am Ausgang a_1 entsteht ein Schaltsprung auf H-Pegel, der infolge der Trägheit von C_1 bis zum Eingang e_1 wirkt. Damit wird auch G_1 vollständig umgeschaltet und durch e_2 auf L-Pegel in eine stabile Lage gebracht. Der Übergang zur Phase I ist damit beim Multivibrator MV_1 vollzogen. Bei MV_2 sind die Verhältnisse zunächst ähnlich, jedoch lag der Anfangspegel für den Ladevorgang an C_2 niedriger, weshalb die Umschaltspannung an e_4 noch nicht erreicht war, als MV_1 umschaltete.

In der Phase I besteht an MV_1 das Bestreben, an e_1 das Potential über R und die geöffnete Diode D_1 auf den L-Pegel des Einganges e_2 auszugleichen. Am Eingang e_3 entsteht dabei ein Potential, das sich aus dem L-Pegel von e_2 und der Diodenflußspannung von D_1 zusammensetzt. Damit dieses Potential unterhalb der Umschaltspannung von G_3 bleibt, sind für D_1 (analog für D_2) Dioden mit geringer Flußspannung einzusetzen. MV_2 wird während der gesamten Phase I an e_3 auf diesem Pegel gehalten. Erst wenn an e_1 das Potential unter die Umschaltspannung von G_1 abgefallen ist, wird MV_1 wieder zurückgeschaltet und damit die Phase II erreicht. Der negative Spannungssprung an a_1 wird über C_1 nach e_1 übertragen, und C_1 kann sich während der Phase II mit dem Strom aus G_1 wieder aufladen. Ein analoger Vorgang läuft in den Phasen III und IV ab.

Für den Widerstand R wurde ein optimaler Wert zwischen 700 Ω und 1 050 Ω ermittelt. Die Zykluszeit ergibt sich mit guter Näherung für $C = C_1 = C_2$ aus

$$T \approx \frac{2C(R + R_e)}{3{,}6}$$

Mit TTL-Schaltkreisen der Hochgeschwindigkeitsserie wurde ein $T \approx 0{,}16\ \mu s$ und mit der Standardserie von $T \approx 0{,}25\ \mu s$ erreicht.

Größtwertbegrenzung von Videosignalen

DD-WP 137 521

Int. Cl.²: H 04 N 5/197

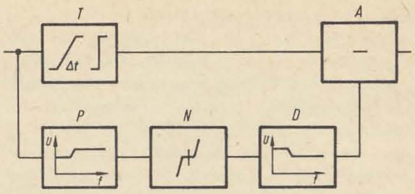
Anmelder: Deutsche Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Größtwertbegrenzung von Videosignalen, die für Farbfernsehstudioanlagen, insbesondere für Koder in SECAM-Anlagen vorgesehen ist. Mit ihr soll die Begrenzerschaltung so verbessert werden, daß das Auftreten von farbigem Ausreißen im Prozeß der Aufzeichnung und Übertragung von SECAM-Farbfernsehsignalen vermieden wird.

Diese Aufgabe wird, ausgehend von den üblichen praktisch realisierten, nicht idealen frequenzunabhängigen Begrenzerschaltungen, dadurch gelöst, daß dem begrenzenden Glied N je ein frequenzabhängiges Glied P und D vor- und nachgeschaltet ist, daß das Glied P für höhere Frequenzen als ein Drittel der Übertragungsbandbreite eine vorzugsweise etwa $4/\pi$ größere Ausgangsamplitude als für tiefere Frequenzen aufweist und daß das Glied D eine zu der des vorgeschalteten Gliedes inverse Frequenzabhängigkeit der Amplitude und Phase aufweist.

Die damit erzielte frequenzabhängige Absenkung der Begrenzerschwelle ab einer Frequenz f beruht auf der Erkenntnis, daß durch die Unterdrückung von Oberwellen bei der Aufzeichnung und Übertragung von Videosignalen Pegelwerte möglich sind, die um den Faktor $4/\pi$ größer als die Begrenzerschwelle sind. Die Frequenzgangbeeinflussung durch das erste Glied wird dabei für Signale unterhalb der Begrenzerschwelle durch das zweite Glied ausgeglichen.

Eine noch weitergehende Qualitätsverbesserung ist in Weiterbildung der Erfindung dadurch erreichbar, daß als begrenzendes Glied ein Kleinstwertbegrenzer eingesetzt ist und daß an der Reihenschaltung des begrenzenden und der beiden frequenzabhängigen Glieder ein erster Eingang eines differenzbildenden Gliedes A an-



geschaltet ist, an dessen anderem Eingang, vorzugsweise über ein die Laufzeit der Reihenschaltung nachbildendes verzögerndes Glied T, das gleiche Eingangssignal wie an der Reihenschaltung liegt. Mit dieser Weiterbildung wird ein kleiner Übergangsbereich vom linearen in den gesperrten Bereich, eine getrennte Frequenzgangkorrektur für den linearen und gesperrten Bereich und eine frequenzabhängige Begrenzung ohne Verzerrungen im linearen Bereich ermöglicht.

Verminderung des Rauschens

DD-WP 138 725

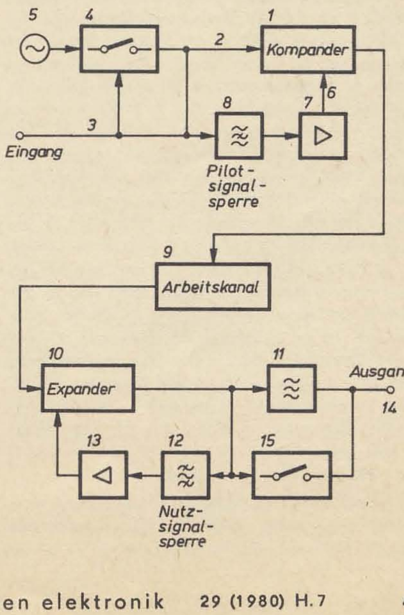
Int. Cl.²: H 04 B 1/62

Anmelder: VEB Elektrotechnik Eisenach

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Verminderung des Rauschens bei zu übertragenden oder aufzuzeichnenden elektrischen Signalen mit einer das Signal-Rauschverhältnis verändernden Kompressionsschaltung. Es wird eine weitgehend originalgetreue Signalrückgewinnung nach der Kompression bezweckt, ohne daß dazu der Aufwand gegenüber bekannten Kompressionsschaltungen wesentlich erhöht wird. Dabei wird eine Art der Signalveränderung gewählt, die eine geringe Anfälligkeit gegen Bauelementetoleranzen und Veränderungen im Arbeitskanal bedingt und solche Einflüsse ausgleicht.

In einem Kompander wird in bekannter Weise eine Veränderung des Signal-Rauschverhältnisses erreicht, wobei hier ein Signalgemisch aus dem Nutzsignal und einem Pilotsignal verändert wird. Dazu kann ein Regelverstärker eingangsseitig über ein das Pilotsignal unterdrückendes Filter mit dem ersten Eingang des Kompanders oder als echter Regelverstärker mit dem Ausgang des Kompanders verbunden sein. Dieses komprimierte Signalgemisch wird nach Durchlaufen des Arbeitskanals vor der Wiedergabe in einer Expansionsschaltung in seine originale Form zurückversetzt. Dabei wird durch die Steuerung des Expansionsregelverstärkers mit dem Pilotsignal erreicht, daß die Expansion so erfolgt, daß das Pilotsignal wieder mit konstanter Amplitude vorliegt und damit das gesamte Signalgemisch seiner ursprünglichen Form entspricht und das Nutzsignal in Originalform über ein das Pilotsignal unterdrückendes Filter ausgefiltert werden kann.

Wenn im zu verarbeitenden Nutzsignal ein Pilotsignal enthalten ist, wie das z. B. bei



einem Stereomultiplexsignal der Fall ist, ist es zweckmäßig, daß vor dem Eingang für das Nutzsignal bei dem Kompander ein den erfindungsgemäßen Pilotsignalgenerator abschaltender automatischer Umschalter vorgesehen ist. Abhängig von der Frequenz des Pilotsignals ist ein das Filter am Ausgang überbrückender automatischer Umschalter, der mit dem Ausgang des Expanders verbunden ist, derart wirksam, daß das schließlich vorliegende Nutzsignal das ursprüngliche Pilotsignal wieder erhält oder das am Eingang eingetastete Pilotsignal unterdrückt ist. Zur Kennung und damit zur sicheren Wirksamkeit des Umschalters am Ausgang wird im Pilotsignalgenerator ein Pilotsignal anderer Frequenz erzeugt, als es im Nutzsignal enthalten sein kann.

Integrierte Injektionsschaltung

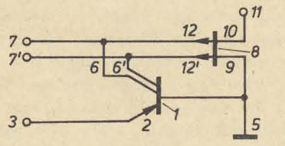
DD-WP 136 907

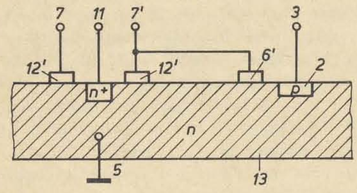
Int. Cl.^{2}: H 01 L 27/04

Erfinderkollektiv aus UdSSR

Mit der Erfindung werden Ergänzungen zu einer bekannten I^2L-Schaltung vorgeschlagen, die eine Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit und der Packungsdichte zur Folge haben, ohne daß die Anforderungen an den fotolithografischen Prozeß steigen.

Das Gatter besteht aus einem bipolaren Stromgenerator 1, bei dem Emitter 2 mit der Elektrode 3 des nicht gezeigten Speisestromkreises verbunden ist und die Kollektoren 6, 6' an den Eingangselektroden 7 bzw. 7' angeschlossen sind. Außerdem enthält das Gatter einen normalerweise gesperrten n-Kanal-Feldeffekttransistor 8, bei dem das Sourcegebiet 9 mit der Basis des Bipolartransistors und der Bezugsklemme 5 und die als nichtinjizierende Gleichrichterkontakte ausgeführten Gategebiete 12, 12' mit den Eingangselektroden 7 bzw. 7' verbunden sind.





Die I^2L-Schaltung funktioniert wie folgt. Das Emittergebiet 2 des Bipolartransistors 1 injiziert in die Basis Löcher, die für das Basisgebiet als Minoritätsladungsträger auftreten. Diese Ladungsträger werden durch die Kollektorgebiete 6, 6' gesammelt. Je nach der Spannung an den Eingangselektroden 7, 7' kann sich im logischen Gatter einer der im folgenden beschriebenen Zustände einstellen. Liegt an den beiden Eingangselektroden eine niedrige, dem Massepotential nahe Spannung an, so fließen die durch die Übergänge der Gebiete 6, 6' gesammelten Ladungsträger zur Masse ab. Dabei ist die Ausgangselektrode 11 von der Bezugselektrode 5 hochohmig abgetrennt. Wenn das Gatter am Ausgang mit einem I^2L-Gatter belastet ist, so stellt sich an der Elektrode 11 eine hohe Spannung ein, die der Öffnungsspannung des Überganges zwischen den Gebieten 12, 12' und 9 entspricht. Liegt an den Eingängen eine hohe Spannung (größer als die genannte Öffnungsspannung), so liegt an der Elektrode 11 das Bezugspotential der Klemme 5.

Die Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit wird dadurch erreicht, daß für die Gategebiete 12, 12' sowie für die Kollektorgebiete 6, 6' die nichtinjizierenden Gleichrichterkontakte (Metall-Halbleiterübergänge) benutzt werden. Das Ausbleiben der Injektion von Minoritätsladungsträgern aus den Gategebieten 12, 12' bedingt das Fehlen der Überschußladung im Gebiet 13 und ergibt eine starke Verringerung der Dauer von Übergangsvorgängen im logischen Gatter beim Übergang vom geöffneten in den gesperrten Zustand.

Die vorgeschlagene integrierte Schaltung ist fertigungsgerecht und kann auf der Basis der Planartechnologie mit und ohne Epitaxialschichten hergestellt werden. Der geringe Flächenbedarf erlaubt den Einsatz der Schaltung besonders in LSI-Schaltkreisen.

Differenzverstärkerschaltung

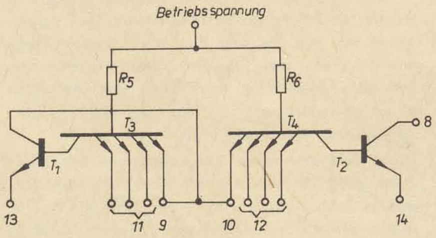
DD-WP 132 828

Int. Cl.^{2}: H 03 F 3/45

Anmelder: VEB Kombinat Robotron, Zentrum für Forschung und Technik

Die Erfindung betrifft eine Differenzverstärkerschaltung, die allgemein in der Elektronik als Differenzverstärker oder Komparator eingesetzt werden kann, insbesondere dort, wo an Grenzen der Betriebsspannung Differenzspannungen gemessen oder erkannt werden sollen und eine gute Temperaturstabilität wünschenswert ist. Mit dem Einsatz zweier integrierter Expanderschaltungen wird eine Differenzverstärkerschaltung realisiert, die nur eine Betriebsspannung benötigt und TTL-kompatibel ist.

Die Differenzverstärkerschaltung besteht aus bekannten monolithisch integrierten Halbleiterschaltungen, sogenannten Expanderschaltungen mit vier Eingängen, die in der Digitaltechnik unter völlig anderen Gesichtspunkten verwendet werden. Die Expanderschaltungen bestehen jeweils aus einem Transistor T_1 (T_2), einem Mehremittertransistor T_3 (T_4) und einem Widerstand R_5 (R_6). Unter der Annahme, daß die Steuerspannung an dem Anschlußpunkt 13 negativer ist als die Steuerspannung am zweiten Anschlußpunkt 14, wird ein Strom durch die positive Betriebsspannung über die Klemme 7, R_5 und die leitende Kollektor-Basisdiode von T_3 in die Basis T_1 fließen und damit dessen Kollektor-Emitterstrecke leitend machen. Dadurch wird



der Strom über die nun ebenfalls leitende Basis-Emitterstrecke (Anschlußpunkt 9) des T_3 fließen, wodurch auch dessen Kollektor-Emitterstrecke niederohmig wird. Somit herrscht am Kollektor von T_1, dem Emitter 9 und der Basis von T_1 die gleiche Spannung. An T_4 herrschen ähnliche Verhältnisse, wobei der durch R_6 in die Basis eingespeiste Strom ebenfalls über den Kollektor T_1 abfließt. Damit liegt an der Basis von T_2 die gleiche Spannung wie an der Basis von T_1. T_2 ist jedoch noch wegen des angenommenen Unterschiedes der Eingangsspannungen an den Anschlußpunkten 13, 14 gesperrt. Bei kleinerwerdender Differenzspannung wird im T_2 ein Basisstrom und ein um den Stromverstärkungsfaktor höherer Kollektorstrom zu fließen beginnen. Sind die Steuerspannungen an den Anschlußpunkten 13 (14) gleich, sind auch die Kollektorströme in den beiden Transistoren T_1 (T_2) gleich.

Der Kollektorstrom von T_2 steigt weiter, wenn die Steuerspannung an dem Anschlußpunkt 13 größer wird als am Anschlußpunkt 14. Durch die Unterbringung der beiden Transistoren T_1 und T_2 auf einem Halbleiterplättchen erwärmen sich beide gleichzeitig, so daß eine weitgehende Kompensation der Temperatureinflüsse eintritt. Die im Ausführungsbeispiel unbeschalteten Emitteranschlüsse 11, 12 lassen sich als Abtasteingänge verwenden, wobei über die Emitter 11 von T_3 der Transistor T_2 stark leitend gemacht und über die Emitter 12 von T_4 vollständig gesperrt werden kann.

Stabilisierte Gleichspannung für Zeilenendstufen

DD-WP 137 779

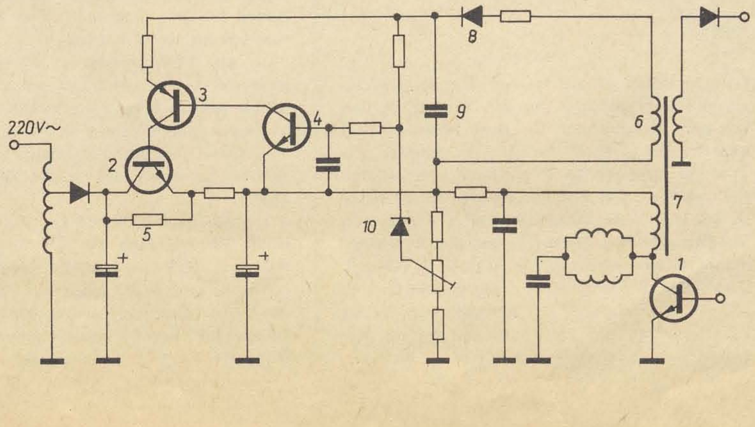
Int. Cl.^{2}: H 04 N 3/18

Anmelder VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Das Patent DD-WP 130 301 betrifft eine Schaltungsanordnung zum Erzeugen einer stabilisierten Gleichspannung für Zeilenendstufen in Fernsehempfängern, bei denen zur Stabilisierung der Gleichspannung ein Transistor in Reihe mit der Zeilenendstufe geschaltet ist. Diese Schaltung hat den Nachteil, daß im Regelverstärker nur Transistoren gleichen Leitungstyps verwendet werden können und die Anzahl der erforderlichen Bauelemente relativ groß ist.

Durch die vorliegende Erfindung können die im Regelspannungsteiler erforderlichen Bauelemente verringert und Transistoren mit einer höheren zulässigen Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung verwendet werden. Das wird dadurch erreicht, daß im Regelverstärker Transistoren unterschiedlichen Leitungstyps eingesetzt und so geschaltet sind, daß der Kollektorstrom des zweiten Transistors die Basis-Emitterstrecke des Längstransistors steuert. Die Betriebsspannung des Zeilenendtransistors 1 wird durch den Längstransistor 2 stabilisiert, der durch den Regelverstärker mit den Regelverstärkertransistoren 3 und 4 geregelt wird.

Parallel zum Längstransistor 2 liegt der ohmsche Widerstand 5, der das Anlaufen der Schaltung und die Verringerung der Leistungsbelastung des Längstransistors 2 bewirkt. Mit der Spule 6 des Zeilentransformators 7 werden Rücklaufimpulse ausgekoppelt und mit der Diode 8 gleichgerichtet, so daß am Kondensator 9 eine Gleichspannung erzeugt wird. Diese dient als Betriebsspannung der Regelverstärkertransistoren 3 und 4, wobei der Kollektorstrom des Regelverstärkertransistors 4 die Basis des Regelverstärkertransistors 3 und der Kollektorstrom des Regelverstärkertransistors 3 die Basis des Längstransistors 2 steuert.



Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 4. bis 15. 5. 1980

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | ≦ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender −0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | ≦ 0,0001 s.

Information über UT 1 − UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
11. 4.–17. 4.	+0,4 s	−0,02 s
18. 4.–23. 4.	+0,4 s	−0,04 s
24. 4.–26. 4.	+0,3 s	+0,06 s
27. 4.– 3. 5.	+0,3 s	+0,04 s
4. 5.–12. 5.	+0,3 s	+0,02 s
ab 13. 5.	+0,3 s	0,00 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

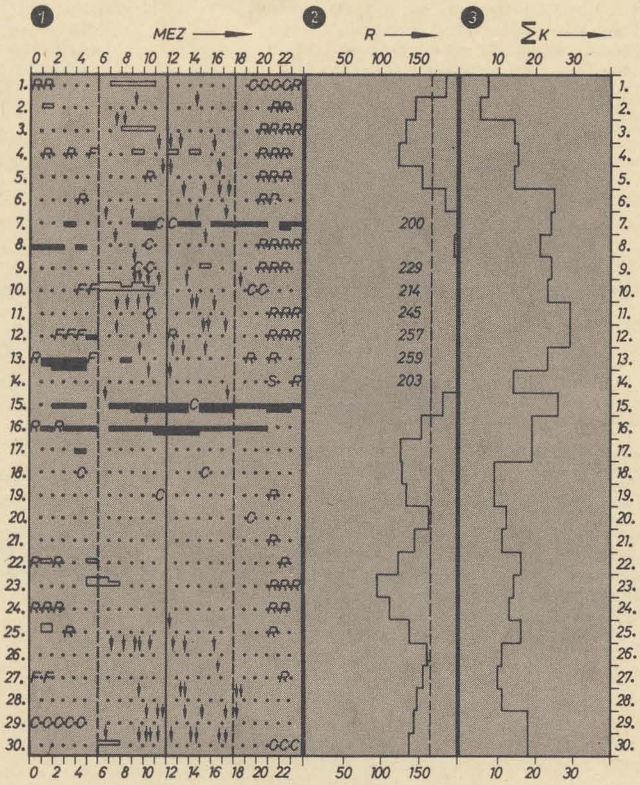
Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach 13ʰ 15ᵐⁱⁿ 00ˢ UTC vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) 13ʰ 15ᵐⁱⁿ 00ˢ	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen 13ʰ 05ᵐⁱⁿ und 13ʰ 15ᵐⁱⁿ UTC Δf/f in 10^{-10}
16. 4.	+0,014 978 8 s	0
17. 4.	+0,014 918 9 s	0
18. 4.	+0,014 935 1 s	nicht stabilisiert
19. 4.	+0,015 003 0 s	0
20. 4.	+0,015 007 1 s	0¹)
21. 4.	+0,019 411 3 s	0
22. 4.	+0,019 415 0 s	0
23. 4.	+0,019 411 3 s	0
24. 4.	+0,019 334 6 s	0
25. 4.	+0,019 163 6 s	0
26. 4.	+0,019 167 4 s	0
27. 4.	+0,019 167 4 s	0
28. 4.	+0,003 135 5 s	0
29. 4.	+0,019 167 6 s	0
30. 4.	+0,019 163 9 s	0
1. 5.	+0,019 167 5 s	0
2. 5.	+0,019 164 0 s	0
3. 5.	+0,019 167 8 s	0
4. 5.	+0,007 103 5 s	0
5. 5.	+0,019 163 7 s	0
6. 5.	+0,019 167 5 s	0
7. 5.	+0,002 975 6 s	0
8. 5.	+0,002 940 6 s	nicht stabilisiert
9. 5.	+0,019 164 3 s	0
10. 5.	+0,019 167 7 s	0¹)
11. 5.	+0,019 168 1 s	0
12. 5.	+0,019 164 4 s	0
13. 5.	+0,019 168 2 s	0
14. 5.	+0,019 164 4 s	0
15. 5.	+0,019 168 1 s	0¹)

¹) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-AUSBREITUNG

im April 1980 und Vorschau für Juli 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solarterrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im April 1980

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

Δf/f
- +41 % und darüber
- +31 ··· +40 %
- +21 ··· +30 %
- +20 ··· −20 %
- −21 ··· −30 %
- −31 ··· −40 %
- −41 % und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

Keine Messung wegen:

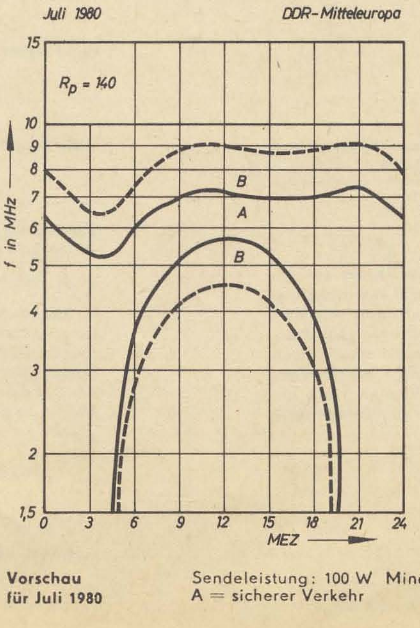
A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
C = Gerätestörung
F = Streureflexionen (Spread F)
G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
R = starker selektiver Dämpfung
S = atmosphärischer Störungen

❷ gemessene tägliche Züricher Sonnenfleckenrelativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

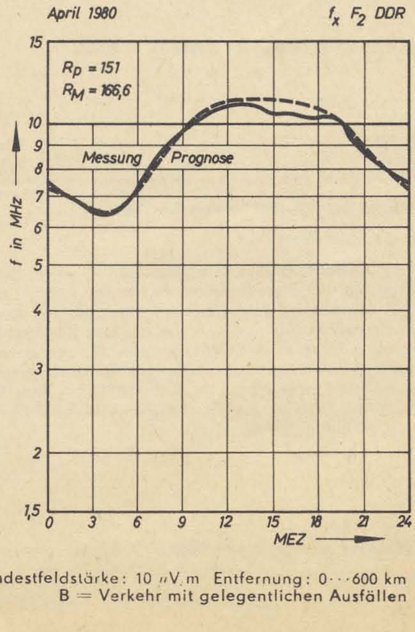
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_P (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet

Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose/Messung



Vorschau für Juli 1980

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 μV/m Entfernung: 0···600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Auslandstechnik

Übertragungen von der Olympiade 1980

Arnold Grif

Wir übernahmen aus RADIO H. 1 (1980) ein Interview mit dem Stellvertretenden Minister für Nachrichtenwesen der UdSSR, I. S. Rawitsch, das wir kürzten und leicht bearbeiteten. Es werden die nachrichtentechnischen Verbindungen während der Olympischen Spiele in Moskau vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 415

Rundfunktechnik
Ein-Kanal

Reiseempfänger R 230-00 und R 230-10 Steratrans

Ing. Peter Hoffmann

Die vom VEB Stern-Radio Berlin entwickelten Reiseempfänger Steratrans R 230-00 und R 230-10 werden anhand des Stromlaufplanes beschrieben. Im gleichen Heft werden außerdem Servicehinweise für diese Geräte veröffentlicht.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 423

Antennen- und Wellenausbreitung

Notwendigkeit der Schirmung von Antennenanlagen zur Verbesserung der Störfestigkeit

Dipl.-Ing. Friedrich Rheinhardt und Dr. Horst Weißleder

In grundsätzlichen Betrachtungen wird dargelegt, wie die Schirmung in Antennenanlagen Störungen reduziert, die durch Wiederabstrahlung des empfangenen Signals entstehen. Über effektive Schirmungsmaßnahmen wird sichergestellt, daß die abgestrahlten Sendungen optimal wiedergegeben werden können und der Betrieb solcher Anlagen bei hohen Fremdsender-Feldstärken oder in der Nähe starker Nutzsender möglich ist.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 418

Verstärkertechnik

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
analog

5-W-NF-Leistungsverstärker A 210

Dipl.-Ing. Karl-Heinz Kresse

Der Nachfolgetyp des integrierten NF-Verstärkers A 205 D/K ist die IS A 210 D/K. Sie unterscheidet sich von ihrem Vorgänger darin, daß sie neben verbesserten Parametern über eine thermische Schutzschaltung verfügt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 427

Kritische Bemerkungen

Elektroakustik
Elektroakustische Baugruppen und Geräte
Mehr-Kanal

Wir lernten kennen:
Stereo-Compakt SC 1100

Die Kompaktanlage aus dem VEB Stern-Radio Sonneberg wird hinsichtlich ihres Gebrauchswertes beurteilt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 426

Bauelemente und -gruppen
Halbleiter

Thermisches Verhalten von Bipolartransistoren in Referenzspannungsquellen

Claus Kühnel

Ausgehend vom Temperaturverhalten des pn-Überganges wird in diesem Beitrag gezeigt, welche Möglichkeiten der Ausregelung von Instabilitäten bestehen. Zwei Anwendungsbeispiele verdeutlichen die Ausführungen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 432

Elektronische Meßtechnik

Reparaturpraxis und Service

Gleichlauffehlerprüfgerät für den Service

Dr.-Ing. Gerhard Hinzmann

Das Gleichlauffehlerprüfgerät wurde speziell unter dem Aspekt der Anforderungen im Service entwickelt. Es handelt sich um ein kleines, preisgünstiges, einfach bedienbares und zuverlässiges Prüfgerät, mit dem die Tonhöhenschwankungen und die mittlere Bandgeschwindigkeit bzw. Drehzahl von Magnettonspeichergeräten (Spulentonband- und Kassettentonbandgeräten) bzw. von Schallplattenabspielgeräten standardgerecht gemessen werden können. Auf Ursachen, Auswirkungen und die Bedeutung der Tonhöhenschwankungen und auf die standardgemäße Messung wird eingegangen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 421

Technologie

Bauelemente und -gruppen
Sonstige Bauelemente und -gruppen

Stand & Tendenzen
Bauformen und Funktion von Elektrolytkondensatoren

Dr sc. nat. Hans-Dieter Langer und Dipl.-Ing. Klaus Schuricht

In diesem Beitrag werden anhand einer Literaturrecherche des internationalen Standes der Aufbau und die Bauformen von Aluminium- und Tantal-Elektrolytkondensatoren vorgestellt. Es werden ferner anwendungsorientiert die Funktion und ausgewählte parametrische Charakteristiken dieser Kondensatoren diskutiert. In Tafeln und Diagrammen sind die wichtigsten Zusammenhänge und wichtige Parameter zusammengefaßt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 447

Bauelemente und -gruppen Applikation — **Elektronische Geräte** analog

Periodische Schwingungspaketsteuerung mit Triacs

Dr. Hans-Jürgen Kowalski

Ausgehend von der Berechnung und dem Vergleich der Störspektren von Phasenanschnittschaltung (Vollwellenbetrieb) und Schwingungspaketsteuerung mit Nullspannungsschalter werden die Vor- und Nachteile der Schwingungspaketsteuerung erörtert. Es wird eine praktisch erprobte, für ohmsche Drehstromverbraucher erweiterbare Variante einer periodischen Schwingungspaketsteuerung mit Nullspannungsschalter und Impulsbreitensteuerung mit astabilem Multivibrator angegeben, die insbesondere für die stufenlose Leistungsregelung wärmetechnischer Verbraucher vorgesehen ist. Als Leistungsschalter wurden sowjetische Triacs der TC-10-Reihe eingesetzt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 453

Datentechnik Dateneingabe

Tastatur mit Standardanschluß SIF 1000 und Hardware-Kodierung

Dr.-Ing. Walter Fürtig

In diesem Beitrag wird eine Eingabetastatur vorgestellt, die für den Standardanschluß SIF 1 000 und für den ASCII-Kode vorgesehen ist. Die Tastatur selbst kann auf der Basis von Sensorkontakten aufgebaut werden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 464

Technologie Herstellungstechnologie — **Bauelemente und -gruppen** Leiterplatten und Leitungen

Elektrische Probleme beim Einsatz von Zweiebenenleiterplatten

Dipl.-Ing. Günter Turinsky

Der störungsfreie Aufbau digitaler Geräte setzt neben den Schaltkreisuntersuchungen auch Verdrahtungsuntersuchungen voraus. In dieser Arbeit wird auf einige elektrische Probleme eingegangen, die beim Einsatz von TTL-Schaltungen auf Zweiebenenleiterplatten auftreten können. Fundamentale Hinweise zur Trassierung derartiger Leiterplatten, die beim Einsatz von TTL-Schaltkreisen, Speicherschaltkreisen und deren Ergänzungsbaugruppen beachtet werden sollten, ergänzen den Beitrag.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 456

Bauelemente und -gruppen Applikation — **Elektronische Funktionsgruppen** digital

Schnelle Triggerschaltung nach dem Stromschalterprinzip

Ing. Harro Kühne

Mit dem polnischen Transistorarray UL 1111 kann eine Triggerschaltung realisiert werden, die durch geringe Einschwing- und Schaltzeiten gekennzeichnet ist. Die beschriebene Anordnung arbeitet nach dem Stromschalterprinzip, das eine Sättigung der beteiligten Transistoren vermeidet. Der Trigger kann z. B. in Funktionsgeneratoren mit Operationsverstärkern zusammenarbeiten.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 461

Elektronische Funktionsgruppen analog — **Verstärkertechnik**

Spannungsgesteuerter Stromgenerator für elektrodynamische Schwingungserreger

Ing. D. Borgelt; Dipl.-Phys. A. Kiekbusch

Es wird eine bipolare Stromquelle vorgestellt, die aus gegengekoppeltem Operationsverstärker und Leistungsendstufe besteht und ermöglicht, einem elektrodynamischen Wandler einen Strom einzuprägen. Der Verstärker ist in Verbindung mit einem geeigneten Schwingungserreger vorzugsweise für Kalibrierungen von Beschleunigungsaufnehmern vorgesehen und kann weiterhin in Laboratorien und Prüffeldern der Schwingungsmeß- und Schwingungsprüftechnik sowie der Akustik eingesetzt werden. Abschließend wird auf eine bipolare Präzisions-Stromquelle aus der Literatur hingewiesen und eingegangen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 7, S. 462

Übersteuerungsfestes

Kondensatormikrofon PM 750

- popfestes Solistenmikrofon
- körperschall-unempfindlich
- hohe Richtwirkung

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an!

RFT

VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR - 6552 GEFELL · Telefon 262 · Telex 58-8843

Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT – IMPORT

Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR

DDR - 102 Berlin, Alexanderplatz, Haus der Elektroindustrie

TECHNIK-WÖRTERBÜCHER

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Kleines Wörterbuch der Elektrotechnik · Elektronik

Russisch–Deutsch

Zusammengestellt von einem Autorenkollektiv unter Leitung von Helmut Gross. 2., stark bearbeitete Auflage. 128 Seiten, Karton, 7,– M. Bestell-Nr. 552 761 5. Erscheint voraussichtlich im August.

Mit etwa 5 500 der wichtigsten Fachbegriffe und einer Reihe von Anhängen (Lesarten mathematischer Formeln, Abkürzungen usw.).

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Elektrotechnik · Elektronik

Russisch–Deutsch

Zusammengestellt von einem Autorenkollektiv unter Leitung von Helmut Gross. 3., stark bearbeitete Auflage. 964 Seiten, Kunstleder, 60,– M. Bestell-Nr. 552 635 6. Noch lieferbar.

Mit etwa 65 000 Fachbegriffen aus allen Gebieten der Elektrotechnik einschließlich der Elektronik und Nachrichtentechnik.

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Elektrotechnik · Elektronik

Englisch–Deutsch

Herausgegeben von Peter-Klaus Budig. 2., durchgesehene Auflage. 724 Seiten, Kunstleder, 55,– M, Ausland 98,– M. Bestell-Nr. 552 228 3. Erscheint in diesen Tagen.

Mit etwa 60 000 Fachbegriffen aus allen Gebieten der Elektrotechnik einschließlich der Elektronik und Nachrichtentechnik.

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Festkörperphysik und elektronische Technik

Englisch–Deutsch und Deutsch–Englisch

Zusammengestellt von Werner Bindmann. 1104 Seiten, Kunstleder, 60,– M, Ausland 90,– M. Bestell-Nr. 551 666 8. Noch lieferbar.

Mit je etwa 38 000 Fachbegriffen aus den Gebieten Festkörperphysik, Molekularelektronik, Mikrominiaturisierung, Modultechnik.

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Optik und optischer Gerätebau

Englisch–Deutsch

408 Seiten, Kunstleder, 30,– M, Ausland 45,– M. Bestell-Nr. 552 092 3. Noch lieferbar.

Deutsch–Englisch

432 Seiten, Kunstleder, 30,– M, Ausland 45,– M. Bestell-Nr. 552 227 5. Noch lieferbar.

Zusammengestellt von Werner Bindmann.

Jeder Band mit etwa 32 000 Fachbegriffen aus dem gesamten Gebiet der physikalischen und angewandten Optik einschließlich des optisch-mechanisch-elektronischen Gerätebaus aller Anwendungsbereiche.

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Festkörperelektronik

Russisch–Deutsch

Zusammengestellt von Helmut Muchow. 212 Seiten, Kunstleder, 20,– M. Bestell-Nr. 552 164 3. Noch lieferbar.

Mit etwa 13 000 Fachbegriffen wurde die Terminologie u. a. der Festkörperbauelemente einschließlich ihrer Anwendung und der Molekular- und Mikroelektronik berücksichtigt.

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Kristallografie

Englisch–Deutsch–Französisch–Russisch

Zusammengestellt von Karl-Otto Backhaus. 132 Seiten, Kunstleder, 20,– M. Bestell-Nr. 551 789 8. Noch lieferbar.

Mit etwa 3 600 Fachbegriffen unter besonderer Berücksichtigung der Gebiete Kristallchemie und Kristallphysik.

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Informationsverarbeitung

Englisch–Deutsch–Französisch–Russisch

Zusammengestellt von Erich Bürger. 2., durchgesehene Auflage. 464 Seiten, Kunstleder, 48,– M, Ausland 70,– M. Bestell-Nr. 552 498 3. Erscheint in diesen Tagen.

Mit etwa 14 000 Fachbegriffen.

Auslieferung durch den Buchhandel

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN